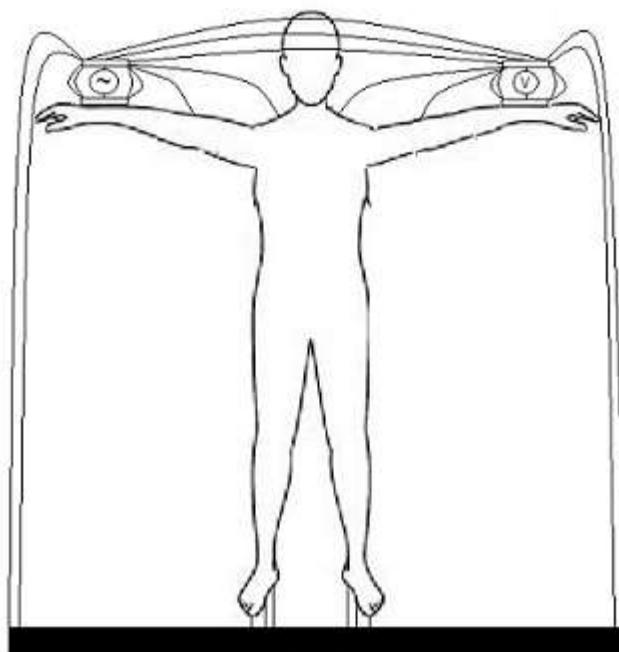




**HUMBERTO  
FERNANDES  
CASTANHEIRA**

## **TRANSCEIVER PARA COMUNICAÇÃO ACOPLADA AO CORPO HUMANO**









**HUMBERTO  
FERNANDES  
CASTANHEIRA**

**TRANSCEIVER PARA COMUNICAÇÃO ACOPLADA  
AO CORPO HUMANO**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Mestrado Integrado em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Rui Escadas Ramos Martins, Professor Doutor do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro



## **o júri**

Presidente

**Prof. Dr. Alexandre Manuel Moutela Nunes Mota**

Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Arguente

**Prof. Dr. Vitor Manuel Grade Tavares**

Professor Auxiliar do Departamento de Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Orientador

**Prof. Dr. Rui Manuel Escadas Ramos Martins**

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro



## **agradecimentos**

Gostaria de agradecer em primeiro lugar ao meu orientador, Professor Doutor Rui Escadas Martins, por me ter dado a oportunidade de participar neste projecto, por toda ajuda, apoio e conselhos que me facultou ao longo do projecto, mas também ao longo dos anos que passei na Universidade de Aveiro. De seguida gostaria de agradecer a todos os amigos da sala de investigação 234, em especial ao Ricardo Matias, ao Tiago Gonçalves e ao Rómulo Antão, pela disponibilidade que sempre mostraram em me aconselhar e ajudar naquilo que podiam. Um agradecimento infinito aos meus pais, irmã, cunhado e afilhada por todo o apoio que sempre me deram durante todo o meu percurso académico e por terem sempre uma confiança inabalável em mim, essencial para ter conseguido terminar esta etapa importante da minha vida. Um grande abraço para toda a minha família e amigos, sempre presentes em todos os momentos, bons e maus.

Por último um agradecimento muito especial à minha namorada Filipa pelo apoio constante e pela paciência que sempre demonstrou.



## palavras-chave

*Body area network*, acoplamento capacitivo, *transceiver*, amplificador sintonizado.

## resumo

O crescimento exponencial de dispositivos electrónicos de uso pessoal que se tem vindo a verificar nos últimos anos, conduziu à criação de um novo conceito de comunicação denominado de *Personal Area Network* (PAN). Este foi expandido a diversas áreas, nomeadamente na área da saúde, onde a necessidade de aumentar a segurança na comunicação, aliada a uma redução no consumo dos dispositivos, levou ao surgimento de um novo conceito, *Body Area Network* (BAN). Este apresenta como principal objectivo, o desenvolvimento de um *standard* internacional de comunicação, optimizado para dispositivos *low power* e funcionamento sobre o corpo humano, no seu interior e nas suas imediações. É neste âmbito que surge a possibilidade de utilizar o sistema de comunicação por acoplamento capacitivo sobre o corpo humano, tentando colmatar algumas das lacunas das tecnologias de comunicação sem fios de uso geral (*Bluetooth*, *Zigbee*, *WiFi*...), principalmente o seu baixo nível da segurança, o seu consumo elevado e da existência de uma interferência significativa entre dispositivos.

Então, implementou-se um *transceiver low power* (protótipo) para comunicação no corpo humano, utilizando o sistema de acoplamento capacitivo. Este é constituído por um emissor e um receptor: o emissor é baseado num modulador FSK ( $f_c=10.7\text{MHz}$ ) e por um amplificador sintonizado e para a recepção, utilizou-se um *chip* comercial para efectuar a desmodulação do sinal (sistema FM IF), com uma sensibilidade elevada.

O sistema de comunicação implementado permitiu uma troca de dados sem erros, utilizando uma taxa de transmissão de 100Kbps quando o emissor e o receptor se encontram distanciados de 1.8m um do outro.

Apesar de os resultados experimentais serem muito positivos, existe ainda muita margem para evoluir, principalmente no aumento da taxa de transmissão e numa redução do consumo.





**keywords**

Body area network, capacitive coupling, transceiver, tuned amplifier.

**abstract**

The exponential growth of electronic devices for personal use that has been observed in recent years, led to the creation of a new communication concept called Personal Area Network (PAN). It was expanded to several areas, namely in healthcare, where the need to increase communication's security and to reduce power consumption of the devices, led to the emergence of a new concept, Body Area Network (BAN). This has as main objective to develop an international communication standard optimized for low power devices and operation on/in/around the human body. In this context comes the possibility to use the capacitive body coupling communication system, trying to fill some of the drawbacks of the, generally used, wireless communication technologies (Bluetooth, Zigbee, WiFi ...) mainly the low security level, high power consumption and significant interference between devices.

Then, we implemented a low power transceiver (prototype) for communication in the human body using capacitive coupling system. It consists of a transmitter and a receiver: the emitter is based upon an FSK modulator ( $f_c = 10.7\text{MHz}$ ) and a tuned amplifier and for reception, we used a commercial chip (FM IF system) to demodulate the signal, with high sensitivity.

The implemented communication system provided an exchange of data without error using a transmission rate of 100Kbps when the emitter and receiver are 1.8m away from each other.

Although the experimental results were very good, there is still room to make some improvements, especially concerning an increase of data rate and a reduced power consumption.



# Índice

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação . . . . .	1
1.2	Objectivos . . . . .	3
1.3	Metodologia . . . . .	4
1.4	Organização da Dissertação . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Estado da Arte</b>	<b>7</b>
2.1	<i>Zimmerman</i> , MIT, Setembro de 1995 [54] . . . . .	7
2.2	Hugo Barreira e José Reis, Universidade de Aveiro . . . . .	9
2.3	<i>Near Field Communication</i> . . . . .	12
2.4	<i>Wireless Body Area Network</i> . . . . .	14
<b>3</b>	<b>Arquitectura do Sistema de Comunicação</b>	<b>17</b>
3.1	Conceito BCC . . . . .	17
3.2	Vantagens da Tecnologia BCC . . . . .	19
3.3	Requisitos no Desenvolvimento do <i>Transceiver</i> . . . . .	20
<b>4</b>	<b>Arquitectura do <i>Transceiver</i></b>	<b>23</b>
4.1	Receptor . . . . .	24
4.1.1	Amplificador de Frequência Intermédia . . . . .	28
4.1.2	Limitador . . . . .	29
4.1.3	Detector de Quadratura . . . . .	29
4.1.4	Amplificador . . . . .	32
4.1.5	Comparador . . . . .	34
4.2	Emissor . . . . .	36
4.2.1	Modulação BFSK . . . . .	37
4.2.2	Modulador . . . . .	38
4.2.3	<i>Up-Conversion Mixer</i> . . . . .	39
4.2.4	Amplificador Sintonizado . . . . .	43

4.3	Microcontrolador . . . . .	46
4.3.1	<i>Controller Area Network</i> . . . . .	47
4.4	Alimentação . . . . .	49
4.5	<i>Layout</i> . . . . .	50
4.6	Conclusões . . . . .	52
<b>5</b>	<b><i>Software</i> Desenvolvido</b>	<b>55</b>
5.1	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i> . . . . .	56
5.2	Camada Física . . . . .	57
5.3	Camada de Ligação de Dados . . . . .	57
5.3.1	<i>Cyclic Redundancy Check</i> . . . . .	58
5.4	Interface com o <i>Hardware</i> . . . . .	59
5.5	Aplicação Prática - Amplificador de ECG . . . . .	62
5.5.1	Amplificador de ECG . . . . .	64
<b>6</b>	<b>Resultados</b>	<b>69</b>
6.1	Assemblagem . . . . .	69
6.2	Consumo do <i>Transceiver</i> . . . . .	71
6.3	Estudo do Modo de Baixo Consumo . . . . .	73
6.4	Apresentação de Formas de Onda Relevantes . . . . .	77
6.4.1	Emissor . . . . .	77
6.4.2	Receptor . . . . .	85
6.5	Alcance do <i>Transceiver</i> . . . . .	89
6.6	Porcentagem de Erros . . . . .	91
6.7	Aplicações Práticas . . . . .	93
6.7.1	RSSI e nível de bateria . . . . .	93
6.7.2	Amplificador de ECG . . . . .	95
<b>7</b>	<b>Conclusões e trabalho futuro</b>	<b>97</b>
7.1	Conclusões . . . . .	97
7.2	Trabalho Futuro . . . . .	99
<b>A</b>	<b>Deduções Matemáticas</b>	<b>103</b>
A.1	Desmodulador FM com detecção de quadratura . . . . .	103
A.2	Série de Fourier de uma Onda Quadrada[26, 48] . . . . .	106
<b>B</b>	<b>Circuitos Simulados</b>	<b>109</b>

<b>C</b>	<b>Esquemas eléctricos</b>	<b>115</b>
C.1	PCB do <i>Transceiver</i>	115
C.1.1	Esquema Eléctrico da PCB do Microcontrolador (superior)	116
C.1.2	Layout da PCB Superior	117
C.1.3	Esquema Eléctrico da PCB do SA636 (inferior)	118
C.1.4	Layout da PCB Inferior	119
C.2	PCB do Amplificador de ECG	121
C.2.1	Esquema Eléctrico da PCB	121
C.2.2	Layout da PCB	122



# Lista de Figuras

1.1	Transmissão de dados de um leitor de mp3 para um auricular [50]	2
1.2	Rede de sensores no corpo humano [16]	2
1.3	Rede pessoal integrada nos militares [4]	3
2.1	Diagrama de blocos do <i>transceiver</i> [10]	9
2.2	Comparação entre a atenuação da propagação de sinal no corpo humano e no ar [25]	10
2.3	Sistema final [10]	11
2.4	Aplicações da tecnologia NFC [6]	13
2.5	Gráfico comparativo de várias tecnologias de comunicação sem fios [32]	15
3.1	Acoplamento capacitivo(a) vs acoplamento galvânico(b)	18
3.2	Modelo explicativo das regiões <i>Near-Field</i> e <i>Far-Field</i> [15]	19
3.3	Sistema de três condutores a) e o seu equivalente eléctrico b) [34]	20
3.4	Ganhos do sistema em função da distância: A: Conectado directamente ao osciloscópio; B: Utilizando um <i>buffer</i> com capacidade de entrada de $3pF$ [34]	21
3.5	Eléctrodos de teste[34]	21
4.1	Diagrama de blocos do receptor	23
4.2	Diagrama de blocos do receptor FM[44]	25
4.3	Conversão de frequência ( <i>down-conversion</i> )[33]	25
4.4	Amplificador sintonizado	27
4.5	Resposta em frequência do amplificador sintonizado	28
4.6	a) Resposta em frequência do filtro cerâmico b) Zona de banda de passagem [41]	29
4.7	Detector de quadratura [30]	30
4.8	Detector de quadratura utilizado[44]	30
4.9	Desfasamento entre sinais	31
4.10	Simulação do detector de quadratura	32
4.11	Amplificador	33
4.12	Diagrama de blocos do comparador[39]	35
4.13	Diagrama de blocos do gerador de tensão de referência[39]	35

4.14	Diagrama de blocos do emissor . . . . .	37
4.15	Modulação BFSK[49] . . . . .	37
4.16	Modulador BFSK [46] . . . . .	38
4.17	Diagrama de blocos do modulador BFSK implementado . . . . .	39
4.18	Atenuador e filtro passa-banda . . . . .	39
4.19	Conversão de frequência . . . . .	40
4.20	Espectro de frequência do sinal modulado antes da conversão . . . . .	41
4.21	Espectro de frequência do sinal modulado após conversão . . . . .	41
4.22	Amplificador sintonizado com transformador . . . . .	43
4.23	Amplificador sintonizado sem transformador . . . . .	44
4.24	Resposta em frequência do amplificador sintonizado . . . . .	45
4.25	Resposta em frequência do amplificador sintonizado com filtro cerâmico . . . . .	46
4.26	Estrutura em camadas de um nó CAN[12] . . . . .	47
4.27	Estrutura da trama CAN [37] . . . . .	48
4.28	Regulador de tensão[29] . . . . .	50
4.29	PCB do microcontrolador . . . . .	51
4.30	PCB do SA636 . . . . .	51
4.31	Diagrama de blocos do transceiver . . . . .	52
5.1	Fluxogramas simplificados: a) Emissor b) Receptor . . . . .	55
5.2	Instantes de amostragem [39] . . . . .	56
5.3	Trama UART [35] . . . . .	56
5.4	Trama . . . . .	58
5.5	Diagrama de blocos do módulo gerador de CRC [38] . . . . .	59
5.6	Diagrama de modos de funcionamento . . . . .	59
5.7	Fluxograma de configuração do comparador e do módulo gerador da tensão de referência . . . . .	60
5.8	Demonstração do sistema de comunicação implementado . . . . .	62
5.9	Fluxograma do <i>transceiver</i> 1 . . . . .	63
5.10	Fluxograma do <i>transceiver</i> 2 . . . . .	64
5.11	Amplificador de ECG . . . . .	65
5.12	Resposta em frequência do filtro rejeita-banda . . . . .	66
6.1	<i>Transceiver</i> desenvolvido . . . . .	70
6.2	Vistas laterais do <i>transceiver</i> . . . . .	70
6.3	Tempos de subida e descida de um pino de I/O do microcontrolador . . . . .	73
6.4	Tempos de activação e desactivação do amplificador sintonizado (emissor) . . . . .	74
6.5	Tempos de subida e descida do <i>opamp</i> do receptor . . . . .	75



6.6	Activação do SA636 . . . . .	76
6.7	Desactivação do SA636 . . . . .	77
6.8	Sinal modulado (BFSK de baixa frequência) . . . . .	78
6.9	Sinal à saída do mixer (simulação) . . . . .	79
6.10	Sinal à saída do mixer . . . . .	80
6.11	Resposta em frequência . . . . .	80
6.12	FFT do sinal modulado . . . . .	81
6.13	Sinal modulado após conversão de frequência . . . . .	82
6.14	FFT do sinal à saída do mixer . . . . .	82
6.15	FFT do sinal à saída do amplificador sintonizado . . . . .	83
6.16	BFSK de alta frequência . . . . .	84
6.17	Imagem demonstrativa das medições efectuadas . . . . .	85
6.18	Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 10kbps . . . . .	86
6.19	Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 30kbps . . . . .	86
6.20	Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 57kbps . . . . .	87
6.21	Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 100kbps . . . . .	87
6.22	Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 150kbps . . . . .	88
6.23	Testes efectuados . . . . .	90
6.24	Visualização dos níveis de bateria e RSSI no <i>Matlab</i> . . . . .	94
6.25	Onda sinusoidal de teste: a) registada no osciloscópio b) enviada para o <i>Matlab</i> . . . . .	95
6.26	Sinal de ECG recebido no <i>Matlab</i> . . . . .	96
A.1	Desmodulador . . . . .	103
A.2	Diagrama de bode . . . . .	104
A.3	Onda quadrada - Período $2\pi[48]$ . . . . .	106
B.1	Simulação do amplificador sintonizado do receptor . . . . .	110
B.2	Simulação do desmodulador de quadratura . . . . .	111
B.3	Simulação do atenuador, filtro passa-banda e <i>Up-conversion mixer</i> . . . . .	112
B.4	Amplificador sintonizado do emissor . . . . .	113
B.5	Filtro <i>Notch</i> . . . . .	113



# Lista de Tabelas

4.1	Estudo das harmónicas do sinal transmitido . . . . .	42
6.1	Medições do consumo de corrente do microcontrolador em placa branca . . . . .	71
6.2	Medições do consumo de corrente do <i>transceiver</i> . . . . .	72
6.3	Alcance . . . . .	91
6.4	Percentagem de tramas sem erros . . . . .	92



# Lista de Acrónimos

ADC	Analog-to-Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
ASK	Amplitude Shift Keying
BAN	Body Area Network
BCC	Comunicação acoplada ao corpo humano
CAN	Controller Area Network
CMMR	Common Mode Rejection Ratio
CRC	Cyclic Redundancy Check
DC	Direct Current
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
ECG	Electrocardiograma
FFT	Fast Fourier Transform
FI	Frequência Intermédia
FM	Frequency Modulated
GPS	Global Positioning System
HF	High Frequency
I/O	Input/Output
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

ISR Interrupt Service Routine

LAN Local Area Network

LDO Low Dropout Regulator

NFC Near Field Communication

NRZ Non-Return-to-Zero

OOK On-Off Keying

Opamp Operational Amplifier

OSI Open Systems Interconnection

PAN Personal Area Network

PCB Printed Circuit Board

PLL Phase-Locked Loop

PWM Pulse-Width Modulation

RF Radiofrequência

RSSI Received Signal Strength Indicator

SMD Surface Mounted Devices

SNR Signal-to-Noise Ratio

UART Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

VCO Voltage-Controlled Oscillator

WAN Wide Area Network

WBAN Wireless Body Area Network

WPAN Wireless Personal Area Networks

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

Ao longo dos anos, a quantidade de dispositivos electrónicos portáteis de uso pessoal sofreu um crescimento exponencial, sendo que, presentemente será difícil encontrar alguém que não possua pelo menos um telemóvel, ou *smartphone*, ou leitor de mp3. Assim sendo, é imprescindível garantir uma forma de interacção entre estes que seja simples e segura, possibilitando aos utilizadores destes dispositivos uma forma de satisfazer as suas necessidades de comunicação, cada vez mais específicas. Relativamente à evolução das comunicações sem fios, esta era utilizada para cobrir áreas elevadas, onde o seu alcance era uma característica fundamental. Recentemente constata-se uma maior diferenciação destas, tentando desenvolver novas tecnologias, onde a segurança da comunicação e o seu consumo são dos factores de maior importância e não tanto o seu alcance.

Seguindo esta linha de ideias, surge a possibilidade de utilizar o corpo humano como canal de transmissão, garantindo uma comunicação sem fios, de alcance bem definido, consumos reduzidos e segurança elevada. As aplicações de uma tecnologia deste género são quase infinitas, podendo ser utilizada no quotidiano humano, no sector médico e até no âmbito de acções militares onde a segurança das comunicações é vital.

Existe todo um conjunto de situações do quotidiano onde a utilização desta tecnologia pode trazer benefícios ao utilizador, entre elas:

- Uma transferência de informação entre telemóveis de dois utilizadores apenas pela aproximação destes ou através de um aperto de mão[55];
- Efectuar pagamentos sem recorrer ao uso de cartões multibanco e códigos PIN respectivos[55];
- Envio de dados de um leitor de mp3 para os auriculares sem fios (figura 1.1);
- Fornecimento de informações a invisuais pela audição ou pelo tacto, através da interligação de diferentes sensores distribuídos pelo corpo[47];

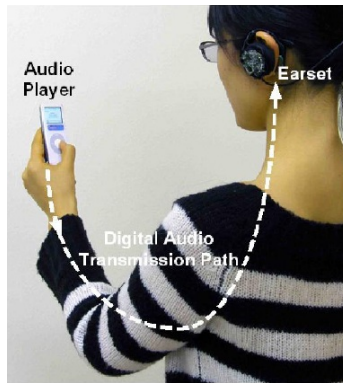


Figura 1.1: Transmissão de dados de um leitor de mp3 para um auricular [50]

Relativamente à sua aplicação nos cuidados médicos, a grande vantagem da utilização da comunicação através do corpo humano é melhorar a condição de pacientes que necessitem de monitorização diária. O seu uso permite efectuar monitorizações 24 horas por dia, sem prejudicar a mobilidade do paciente, eliminando qualquer cabo que seja utilizado na interligação entre os sensores e os respectivos painéis de visualização e/ou salvaguarda de dados. Desta forma, as monitorizações diárias não causam tanto desconforto aos pacientes, permitindo um acompanhamento mais próximo por parte do médico responsável, quer o paciente se encontre no hospital ou em casa. O seu potencial baixo consumo de energia permite ainda a existência de dispositivos de comunicação de pequeno volume.

Na figura 1.2 é possível visualizar a quantidade de sensores e actuadores que podem coexistir no corpo humano, quer seja para efectuar a monitorização de sinais biológicos ou para actuar em implantes ou sistemas de controlo de posição. A comunicação na rede pode ser feita utilizando o corpo humano como canal de transmissão, permitindo desta forma uma rápida detecção de anomalias ou alterações no estado de saúde no paciente monitorado, possibilitando o envio de uma mensagem de alerta para alguém responsável utilizando para esse efeito outra tecnologia de comunicação (*Wifi*, *Bluetooth*, *Zigbee*).

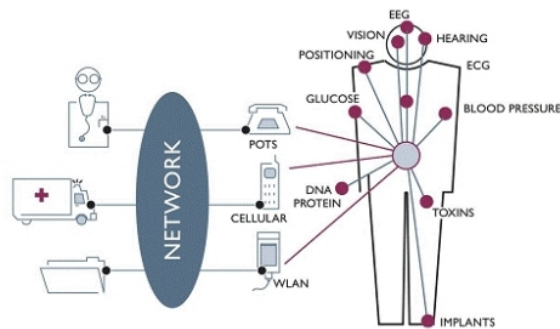


Figura 1.2: Rede de sensores no corpo humano [16]



Apesar de a segurança na comunicação ser um factor importantíssimo, qualquer que seja a sua aplicação, relativamente a operações militares esta ganha contornos tais, que por si só pode ditar o sucesso ou insucesso de uma missão. O facto de utilizar o corpo humano como canal de transmissão torna a comunicação quase impossível de detectar por terceiros, garantindo assim segurança na transmissão de coordenadas do receptor GPS para o relógio (figura 1.2) ou na troca de informação entre soldados, por exemplo. Também aqui a utilização de cabos na interligação dos diferentes dispositivos se torna incomodativa e pouco prática, provocando uma diminuição da liberdade de movimentos do soldado.



Figura 1.3: Rede pessoal integrada nos militares [4]

## 1.2 Objectivos

Com a realização deste projecto, pretende-se efectuar o envio e recepção de informação, utilizando o corpo humano como canal de transmissão. A grande meta desta implementação será que o alcance permita a troca de informação entre dois *transceivers*<sup>1</sup> situados em extremidades opostas do corpo humano, por exemplo, no pulso direito e no tornozelo esquerdo. Este também deverá permitir a troca de informação entre dois indivíduos, através do contacto (aperto de mão por exemplo) ou apenas pela aproximação.

A meta, em termos de taxa de transmissão situa-se nos 100Kbps, sendo este valor mais que suficiente para envio de sinais biológicos de baixa frequência (ECG, tensão arterial, frequência cardíaca, etc).

<sup>1</sup> Um *transceiver* é uma unidade de comunicação que compreende um emissor e um receptor no mesmo aparelho, possuindo circuitos em comum.

Relativamente à portabilidade do *transceiver*, impõe-se uma implementação *low power*, permitindo recorrer ao uso de uma bateria do tipo botão com capacidade suficiente para evitar uma troca constante, assim como dimensões reduzidas, que tornem possível o seu transporte no interior de um bolso, por exemplo.

Como objectivo secundário deste trabalho surge uma aplicação prática do *transceiver* desenvolvido. Para o efeito implementa-se um amplificador de ECG simples, onde o sinal amostrado é transmitido entre os *transceivers*, utilizando o corpo humano como canal de transmissão, e é posteriormente visualizado com recurso a um computador. A amostragem do sinal, transmissão de informação entre *transceivers* e posterior envio para o computador serão explicados em detalhe na secção 5.5.

### 1.3 Metodologia

A realização desta dissertação assenta num projecto de continuidade, cujo objectivo principal é implementar um *transceiver* que utilize o corpo humano como canal de transmissão. Primeiramente foi revisto todo o trabalho desenvolvido em anos anteriores, extraíndo desta forma informações relativas à tecnologia em si e à implementação abordada. Relativamente aos trabalhos realizados por Hugo Barreira [10] e por José Reis [7], identificaram-se os seus pontos fortes, sendo estes utilizados novamente nesta implementação. Contrariamente ao que tinha sido feito até aqui, resolveu-se introduzir uma unidade de controlo (microcontrolador) no *transceiver*, sendo este responsável por toda a gestão de energia do *transceiver*, ligando ou desligando módulos de acordo com as necessidades deste. O seu uso também possibilitará efectuar uma análise em termos quantitativos, onde poderá ser determinada a taxa de erros de recepção em função da distância, delimitando desta forma o alcance efectivo do *transceiver*. Todos os circuitos desenvolvidos serão assemblados em PCB (*Printed Circuit Board*) de forma a construir um protótipo com dimensões reduzidas, robusto e de fácil manuseamento.

Como ponto de partida para o desenvolvimento do *transceiver*, será dada prioridade ao alcance deste e não tanto à sua taxa de transmissão, permitindo à partida, a sua aplicação em sistemas de saúde, na aquisição e transmissão de sinais biológicos com baixa frequência de amostragem.

### 1.4 Organização da Dissertação

De forma a tornar esta dissertação num documento bem estruturado e coerente, que permita uma fácil compreensão da temática abordada, dividiu-se a mesma em sete capítulos.

Neste capítulo é feita uma breve introdução, onde são dados a conhecer os objectivos e a motivação para a elaboração deste projecto.

De seguida, no capítulo 2, tem lugar o estado da arte, onde é feita referência ao estudo e trabalho realizado por Thomas Zimmerman, pioneiro no estudo do corpo humano como canal de

transmissão. Seguidamente são apresentados os trabalhos realizados por alunos da Universidade de Aveiro no âmbito do uso do corpo humano como canal de transmissão. Por fim expõe-se a tecnologia NFC (*Near Field Communication*), que possui características semelhantes à tecnologia em estudo neste projecto, sendo as principais o alcance reduzido e a segurança elevada. É também dado a conhecer o grupo de trabalho do IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) que se encontra a trabalhar no âmbito da standardização das WBAN (*Wireless Body Area Networks*).

Posteriormente, no capítulo 3, é explicado o funcionamento do sistema de comunicação acoplado ao corpo humano (BCC), enunciando as características que permitem afirmar que se trata de uma comunicação mais segura e com consumo mais baixo que as WPAN (*Wireless Personal Area Network*) de uso comum.

Depois, no capítulo 4, encontra-se uma explicação detalhada da implementação do receptor e do emissor do *transceiver*, dando a conhecer todos os módulos que os constituem.

No capítulo 5 é referido de uma maneira geral o *software* que foi desenvolvido de forma a garantir uma comunicação fiável e bi-direccional entre os *transceivers*, assim como para a aquisição do sinal de ECG e posterior envio para o computador.

A apresentação de resultados é remetida para o capítulo 6, referentes aos blocos constituintes do emissor e do receptor, de forma individual e como sistema.

Por fim, no capítulo 7, é feito um resumo de todo o trabalho realizado, seguindo-se uma discussão dos resultados obtidos. Termina-se a dissertação com a exposição de possíveis linhas de trabalho a realizar futuramente, tendo em vista um possível melhoramento da arquitectura desenvolvida.



## Capítulo 2

# Estado da Arte

### Sumário

Até ao momento foram já efectuados diversos estudos e trabalhos incidindo sobre a utilização do corpo humano como canal de transmissão, onde se destaca a tentativa de caracterização e modelação deste. De forma a efectuar uma introdução à tecnologia é feita uma referência ao trabalho de *Tom Zimmerman* de 1995, pioneiro na utilização do corpo humano como canal de transmissão, apresentando uma breve discussão dos resultados obtidos, assim como o seu significado em estudos e trabalhos posteriores.

Seguidamente são apresentados os trabalhos desenvolvidos por Hugo Barreira em 2009 [10] e por José Reis em 2010 [7], aproveitando para salientar os aspectos positivos resultantes das implementações e simulações realizadas nos respectivos projectos, assim como os resultados obtidos, seguido de um breve comentário sobre ambos os trabalhos.

Relativamente à evolução das tecnologias de comunicação sem fios, tem-se vindo a verificar um aumento da segurança destas, sendo uma característica cada vez mais importante nas comunicações. É neste âmbito que é apresentada a NFC, cuja utilização tem vindo a aumentar nos últimos anos a nível mundial. As suas especificações já se encontram standardizadas (ISO/IEC 14443A, ISO/IEC 14443 B e ISO 18092 [6]) e o seu uso é comum em diversos dispositivos electrónicos. Apesar de o conceito ser ligeiramente diferente daquele que rege as WBAN, possui algumas características que a aproximam do *standard*.

Finalmente é apresentado o grupo de trabalho do IEEE que foi criado com o objectivo de desenvolver um *standard* optimizado para WBAN, expondo os seus aspectos fundamentais.

### 2.1 *Zimmerman*, MIT, Setembro de 1995 [54]

Como já se referiu, *Zimmerman* [54] foi pioneiro na utilização do corpo humano como canal de transmissão, apresentando um novo conceito, PAN (*Personal Area Network*), que caracteriza o sistema de comunicação. Este desenvolveu um protótipo que, através da modulação dos campos

eléctricos e do acoplamento de pequenas correntes electroestáticas (na ordem dos 50pA) no corpo humano, permitiu a transmissão de informação entre um transmissor e um receptor. O ambiente envolvente ao corpo fornece o caminho de retorno ao sinal transmitido, onde se encontram incluídos todos os condutores e dieléctricos nas proximidades dos dispositivos. O protótipo permitiu efectuar a troca de dados digitais através do corpo humano, utilizando circuitos electrónicos de baixo custo, de pequena dimensão e alimentados com recurso a baterias.

Paralelamente à implementação do protótipo PAN, foi também desenvolvido um modelo eléctrico do sistema através da identificação de todos os caminhos dos campos eléctricos envolvidos. Neste modelo o corpo humano é considerado um condutor perfeito, enquanto que o acoplamento eléctrico entre os eléctrodos do *transceiver*, corpo e ambiente são modelados como condensadores.

Após examinar o comportamento de duas técnicas de modulação, DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) e OOK (*On-Off Keying*), concluiu que a modulação OOK apresenta apenas 60% da eficácia da DSSS. Apesar deste resultado, resolveu optar por utilizar a técnica OOK devido à simplicidade da implementação, onde o “1” é representado pela portadora a “ON” e o “0”, pela portadora a “OFF”.

Relativamente à demonstração do protótipo, este utilizou um transmissor que contém um microcontrolador a enviar continuamente caracteres ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) que representam um cartão electrónico. O transmissor encontrava-se próximo do pé do primeiro indivíduo, simulando um dispositivo inserido no sapato; por sua vez, o receptor também se encontrava próximo do pé, desta feita, de outro indivíduo, para simular uma transferência entre dois utilizadores. Com a simples aproximação dos dois indivíduos, nomeadamente através de um aperto de mão, o circuito fica completo, permitindo que uma corrente na ordem dos pA passe pelo corpo do primeiro indivíduo e pelo corpo do segundo até ao receptor. O sinal recebido é desmodulado e enviado para o computador através de uma ligação série, permitindo a visualização dos caracteres recebidos.

Apesar de as dimensões do *transceiver* desenvolvido serem ligeiramente elevadas ( $94 \times 120 \times 37mm^3$ ) e a taxa de transmissão ser reduzida (2400bps), o estudo e trabalho efectuados permitiram realizar uma primeira abordagem à tecnologia, comprovando a possibilidade da utilização do corpo humano como canal de transmissão e introduzir o conceito de PAN. Mais tarde, por volta de 2001, viria a ser utilizado um conceito com significado mais próximo daquilo que a tecnologia representa, sendo este BAN (*Body Area Network*), que representa todas as aplicações e comunicações no corpo humano e nas imediações deste [53].

Desde então, foram realizadas diversas investigações com objectivos claros de caracterizar o comportamento do corpo humano como canal de transmissão, criar um modelo eléctrico que aproxime esse comportamento e implementar módulos de teste, de forma a apresentar resultados experimentais coerentes com os estudos efectuados. Uma vez que já foi feito um estudo exaustivo dos trabalhos e testes realizados no âmbito da comunicação por acoplamento capacitivo no corpo humano em projectos anteriores, nomeadamente por Hugo Barreira e por José Reis [10, 7], irá ser

feita apenas referência aos aspectos mais relevantes, assim como os resultados obtidos. Sendo que esta dissertação assenta num projecto de continuidade, serão enumerados os aspectos positivos e os menos positivos, tentando a partir daí desenvolver um *transceiver* que colmate os aspectos menos positivos da implementação anterior, de forma a atingir os objectivos propostos.

## 2.2 Hugo Barreira e José Reis, Universidade de Aveiro

Em [10] foi implementado um *transceiver* no qual o emissor é constituído por um oscilador de 10KHz e um modulador, por sua vez, o receptor é constituído por um amplificador sintonizado, um desmodulador, um conversor eléctrico-óptico e um conversor óptico-eléctrico. O sistema é alimentado com uma tensão unipolar de 3V, com recurso a uma pilha recarregável VL2330. É possível ver o diagrama de blocos do *transceiver* na figura 2.1.

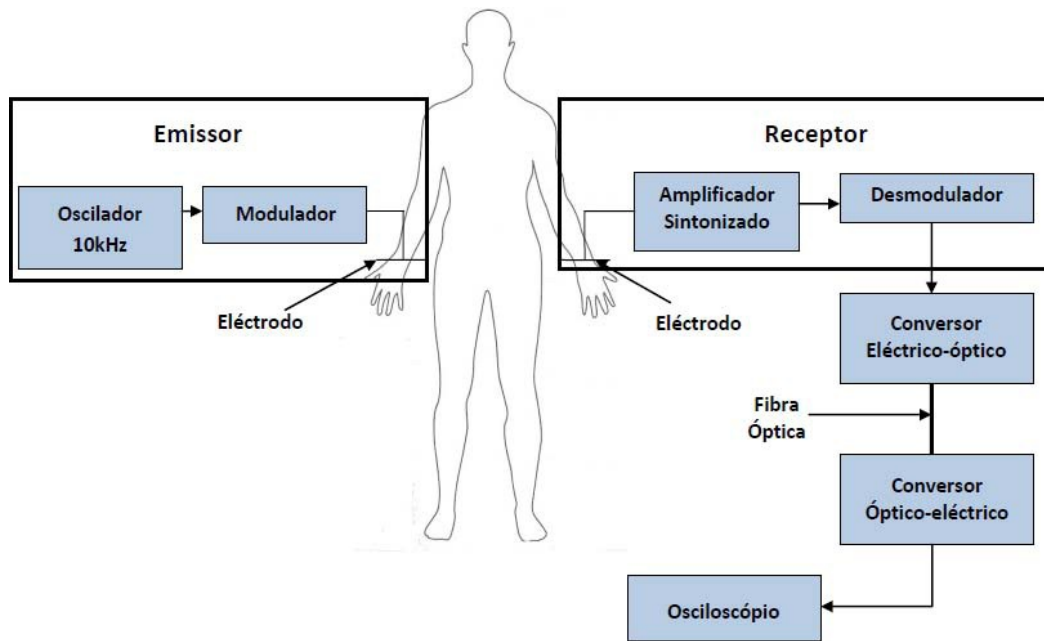


Figura 2.1: Diagrama de blocos do *transceiver* [10]

A ideia inicial seria fazer um varrimento na frequência para determinar a banda ideal de transmissão, à qual o sinal apresenta a menor atenuação no corpo humano. Esta foi posta de parte, uma vez que já existiam alguns estudos referentes à transmissão do sinal no corpo humano, pelo que se resolveu utilizar uma frequência em torno dos 10.7MHz, à qual, como se pode confirmar na figura 2.2 (estudo realizado por Hachisuka em 2003 [25]), a atenuação do sinal apresenta um valor mínimo na ordem dos 25dB.

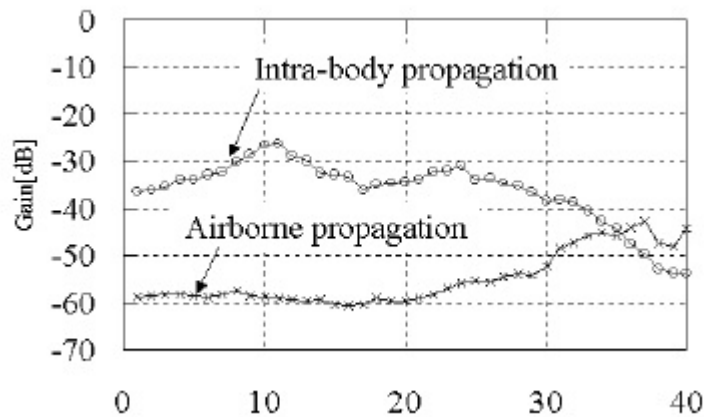


Figura 2.2: Comparação entre a atenuação da propagação de sinal no corpo humano e no ar [25]

O sinal a transmitir é uma onda quadrada gerada com recurso ao *timer* TLC555 configurado em modo astável, constituindo desta forma uma sequência alternada de 0's e 1's. Este é modulado com recurso a uma PLL (*Phase-Locked Loop*), nomeadamente a MC74HC4046A da Motorola que implementa um VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*), onde este faz corresponder ao “1” e ao “0” duas frequências portadoras próximas, ou seja, efectua uma modulação BFSK (*Binary Frequency-Shift Keying*). O sinal modulado é então aplicado ao eléctrodo, utilizando a base metálica de um relógio para esse efeito.

O receptor é constituído por um amplificador sintonizado em 10.7MHz e por um desmodulador. O amplificador sintonizado possui um andar de entrada na configuração *cascade*, com baixa capacidade de entrada, por dois andares na configuração de emissor comum e por um andar de saída na configuração não inversora. A desmodulação é feita com recurso a uma PLL, onde o sinal resultante (desmodulado) é amplificado e posteriormente aplicado a um *schmitt trigger*, de modo a obter um sinal digital com níveis lógicos bem definidos.

O sistema final (figura 2.3) permitiu efectuar testes no corpo humano que, devido à utilização de um conversor eléctrico-óptico e um óptico-eléctrico e à utilização de apenas uma ponta de prova permitiu não só isolar o osciloscópio do sistema, mas também evitar o acoplamento entre as massas do emissor e o receptor. Assim sendo, pode afirmar-se que foi utilizado um esquema de medição que não teve qualquer influência no sistema de comunicação.



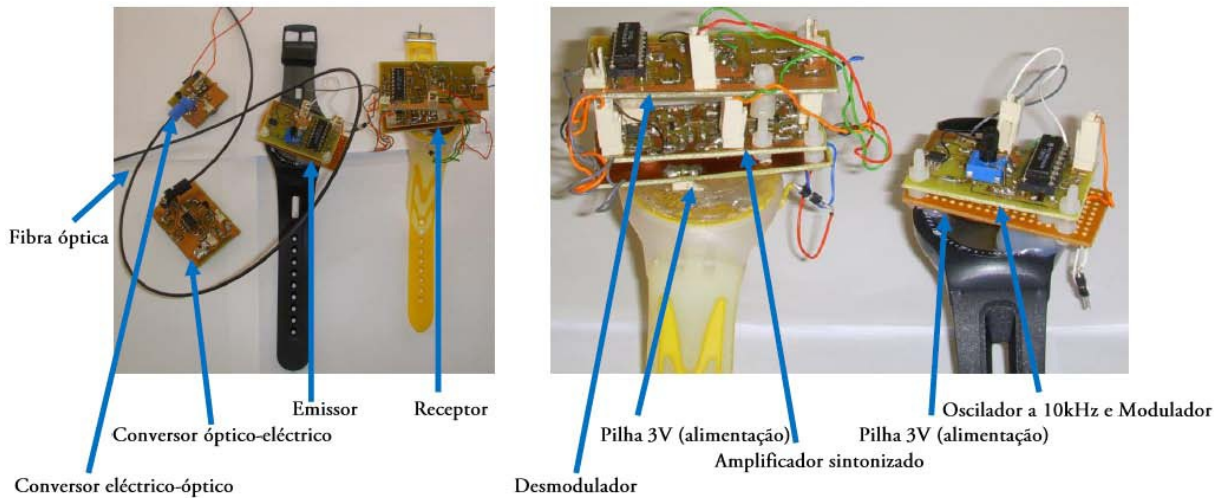


Figura 2.3: Sistema final [10]

Como resultados destacam-se o alcance obtido (cerca de 50cm) e a comprovação da possibilidade de transmitir informação entre duas pessoas, utilizando o corpo como canal de transmissão, desde que a distância entre o emissor e o receptor não seja superior aos 50cm.

A dissertação de José Reis [7] apresentou como objectivo principal expor os problemas obtidos na implementação anterior, procurando, através da utilização de um simulador de circuitos analógicos (*OrCad PSpice 9.2*), estudar diferentes métodos para os resolver.

Primeiro identificou-se um problema relativo a oscilações do amplificador sintonizado, cuja solução passou pela introdução de uma resistência de baixo valor na *source* do *mosfet* inferior (andar de entrada do amplificado sintonizado), diminuindo desta forma o seu ganho. Apesar de melhorar significativamente o funcionamento do amplificador, foi também retirado o andar de amplificação final, passando o receptor a ser constituído apenas por três andares de amplificação, apresentando melhorias consideráveis no seu funcionamento. Foi também sugerida a utilização de um filtro cristal, sintonizado à mesma frequência, entre o andar de entrada e o seguinte, mas não foram efectuadas quaisquer análises referentes à sua introdução no circuito.

Seguidamente expôs-se o problema referente ao funcionamento do emissor. Este apresentou problemas ao nível de estabilidade na frequência ao efectuar a modulação. A ocorrência deste problema deveu-se ao facto do VCO da PLL utilizada não ser estável, e a instabilidade na frequência cria problemas à desmodulação do sinal por parte do receptor. A solução passou pela implementação de um oscilador *Colpitt* com boa estabilidade no modulador, resultando uma gama de variação de frequência de 1KHz.

Após encontrar solução para os problemas presentes na implementação anterior, assemblaram-se em PCB os diferentes blocos constituintes do emissor e do receptor, de forma a comprovar experimentalmente que os problemas foram de facto resolvidos. Relativamente ao modulador, foi possível gerar um sinal com uma frequência de 10MHz, sendo esta variável em função de

uma tensão de controlo, sem apresentar a instabilidade verificada anteriormente. O problema de oscilação na versão anterior do amplificador sintonizado também foi ultrapassada, embora o ganho seja bastante mais baixo. Em relação ao desmodulador, a implementação efectuada revelou-se uma má opção uma vez que os 10MHz encontram-se próximos da máxima frequência para o VCO da PLL, pelo que os resultados experimentais obtidos não foram muito satisfatórios.

Em suma, ambos os trabalhos realizados obtiveram resultados positivos que permitem tirar algumas conclusões que servem de base para a implementação a realizar neste projecto. O andar de entrada apresentou resultados muito positivos, quer em termos de estabilidade, quer em termos de capacidade de entrada (esta quer-se o mais reduzida possível), pelo que irá ser utilizado novamente nesta implementação. A modulação (BFSK) e frequência (10.7MHz) utilizadas serão as mesmas, dada a simplicidade na implementação, no entanto, o método para efectuar a modulação será repensado, de forma a permitir a utilização de desvios de frequência maiores.

### 2.3 *Near Field Communication*

Uma das tecnologias de comunicação sem fios, cuja utilização se encontra em franca ascendência a nível mundial é o NFC. A tecnologia foi co-inventada pela *Philips* (presentemente adquirida pela *NXP Semiconductors*) e pela *Sony* em 2002, tendo sido criado um grupo denominado *NFC Forum* em 2004 para dar continuidade ao processo de standardização. Actualmente o grupo possui mais de 160 membros, onde figuram grande parte das empresas de telecomunicações líderes a nível mundial. É possível ter acesso à lista completa de todos os membros, assim como todo o tipo de informação relativa à tecnologia no *site* do grupo [6].

Trata-se de uma comunicação sem fios de alcance muito reduzido, cujo conceito assenta em facilitar a vida a milhões de consumidores em todo o mundo, tornando mais fácil efectuar uma transacção monetária, uma troca de conteúdo digital ou a conexão de dois dispositivos electrónicos (telemóveis por exemplo), bastando apenas um toque para possibilitar a ligação [6]. Na figura 2.4 é apresentada uma pequena tabela que contém algumas das possíveis aplicações da tecnologia, que podem significar uma simplificação em diversas acções realizadas diariamente.







Area	STATION AIRPORT	VEHICLE	OFFICE	STORE RESTAURANT	THEATER STADIUM	ANYWHERE
Usage of NFC Mobile Phone	 Pass gate Get information from smart poster Get information from information kiosk Pay bus/taxi fare	 Adjust seat position Open door Pay parking fee	 Enter/exit office Exchange business cards Log in to PC; Print using copier machine	 Pay by credit card Get loyalty point Get and use coupon Share information and coupon among users	 Pass entrance Get event information	 Download and personalize application Check usage history Download ticket Lock phone remotely
Service Industries	Mass Transport Advertising	Public Transport	Security	Banking Retail Credit Card	Entertainment	Any

Figura 2.4: Aplicações da tecnologia NFC [6]

O NFC possui um conjunto específico de *standards* que gerem o seu modo de operação, de *interface*, os formatos dos dados e as taxas de transmissão [3]. Estes são reconhecidos pela ISO/IEC (*International Organization for Standardization / International Electrotechnical Commission*), pela ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) e pela ECMA (*European Association for Standardizing Information and Communication Systems*). Em Junho de 2006 foram lançadas as primeiras especificações aprovadas, permitindo a criação de produtos por parte das entidades interessadas [6].

A comunicação é *half-duplex*, sendo estabelecida de uma forma muito simples, sem a necessidade de configuração por parte dos utilizadores (como é o caso do *Bluetooth*), sendo feita entre dois dispositivos muito próximos um do outro, tipicamente 4cm, embora o alcance dependa de vários factores, podendo ser superior em algumas situações (até um máximo de 20cm). Desta forma, é garantida uma segurança elevada, sendo muito difícil de interceptar a informação transferida. Utiliza acoplamento indutivo à frequência de 13.56MHz, situando-se numa porção do espectro (*High Frequency* - HF) onde não é necessária qualquer licença de utilização [3].

As taxas de transmissão suportadas são 106Kbps, 212Kbps ou 424Kbps, onde é a aplicação em causa que configura a velocidade da comunicação, podendo ser alterada posteriormente consoante os requisitos da ligação.

Os *standards* da tecnologia definem dois tipos de dispositivos (*initiator* e *target*) e dois modos de comunicação (activo e passivo). O *initiator* dá início à comunicação e efectua o controlo sobre as trocas de dados, enquanto que o *target* responde aos pedidos do *initiator*. No modo activo

ambos os dispositivos (*initiator* e *target*) possuem alimentação própria e comunicam gerando os seus próprios campos de RF (Radiofrequência) alternadamente. No modo passivo apenas o *initiator* gera o campo de RF, enquanto que o *target* utiliza uma modulação de carga<sup>1</sup> para responder ao *initiator*. Neste modo de funcionamento o *target* não possui, usualmente, uma alimentação própria, sendo fornecida pelo *initiator*.

Resumidamente, a tecnologia de comunicação NFC apresenta características adequadas à utilização em diversas áreas, onde a segurança na comunicação é vital, como em pagamentos, utilização de serviços (transportes, entretenimento, saúde, etc), entre outros. Apesar de a definição do alcance reduzido ser efectivamente uma mais valia no que diz respeito à segurança, o facto de permitir apenas efectuar uma comunicação *peer-to-peer*, não a tornam uma opção viável para utilizar em WBANs.

## 2.4 *Wireless Body Area Network*

Actualmente existem várias tecnologias de comunicação sem fios utilizadas amplamente para efectuar comunicação em WPANs, entre elas, os infravermelhos, o *bluetooth* e o *zigbee*. Contudo, existem também cada vez mais dispositivos electrónicos que, sendo utilizados rotineiramente, exigem uma maior diversidade de tecnologias com características adequadas a cada aplicação específica.

O aumento de doentes crónicos com necessidades de monitorização diária, o crescimento exponencial de dispositivos electrónicos de uso geral, em conjunto com uma constante necessidade de evolução tecnológica que permita melhorar o quotidiano humano, levaram ao surgimento de um novo conceito de comunicação designado de BAN. Foi no seguimento destes acontecimentos que o IEEE formou um grupo de trabalho, designado de IEEE 802.15 *Task Group 6 - Body Area Network* em Novembro de 2007, tendo iniciado funções a Janeiro de 2008 em Taipei [2]. Este grupo tinha como principal objectivo desenvolver um *standard* de comunicação optimizado para dispositivos *low power* e funcionamento no corpo humano (não estando limitado à sua área superficial) e em torno deste, permitindo o seu uso numa grande variedade de aplicações, incluindo dispositivos electrónicos de uso pessoal, entretenimento e fins médicos, entre outros [2]. O *standard* foi aprovado pelo grupo de trabalho no dia 6 de Fevereiro de 2012 e possui a designação IEEE Std 802.15.6-2012, encontrando-se disponível para consulta no site do IEEE em [5]. O seu propósito é fornecer um *standard* internacional para uma comunicação sem fios, de alcance reduzido (aproximadamente o corpo humano), com baixo consumo e de grande fiabilidade, para utilização nas imediações do corpo humano ou mesmo no seu interior. A taxa de transmissão poderá atingir os 10Mbps satisfazendo qualquer necessidade inerente a aplicações ao nível da saúde e/ou ao nível do entretenimento.

---

<sup>1</sup>Uma modulação de carga permite, através da alteração da impedância do receptor, variar a amplitude na indutância do emissor.

As tecnologias de comunicação sem fios utilizadas em grande escala nas WPANs não cumprem uma série de regulamentações médicas nem cumprem, idealmente, requisitos ao nível do consumo, alcance e taxa de transmissão [5], pelo que o surgimento de novas tecnologias que utilizam o corpo humano como canal de transmissão (nomeadamente a tecnologia de comunicação por acoplamento capacitivo sobre o corpo humano), ganha uma grande importância, podendo resultar numa utilização em massa destas novas tecnologias de comunicação num futuro muito próximo. Na figura 2.5 é possível ver um gráfico comparativo das tecnologias sem fios normalmente utilizadas, onde se pode ver o consumo relativamente elevado destas em relação aos *standards* das WBANs.

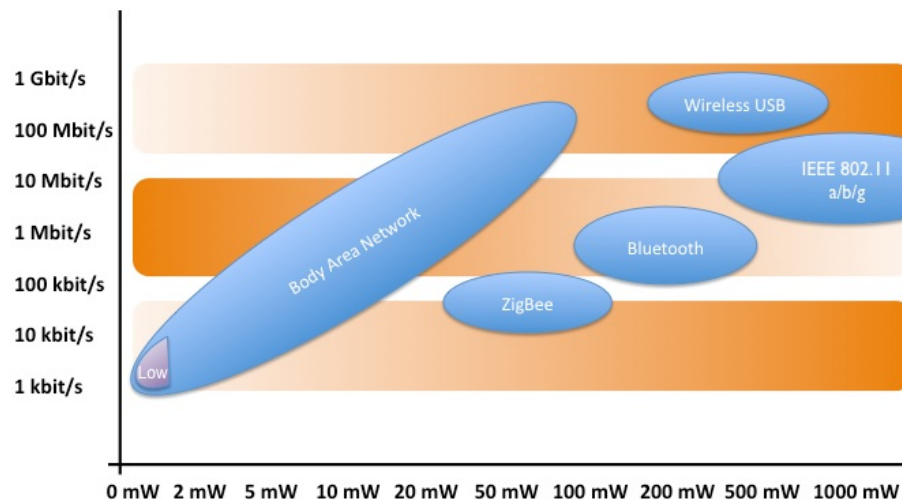


Figura 2.5: Gráfico comparativo de várias tecnologias de comunicação sem fios [32]

No capítulo seguinte é feita uma pequena apresentação da tecnologia BCC, onde são referidas as características que a tornam elegível para utilização em WBANs e em que medida pode colmatar as lacunas conhecidas das tecnologias de comunicação referidas.



## Capítulo 3

# Arquitectura do Sistema de Comunicação

### Sumário

Neste capítulo procura-se fazer uma ponte entre o sistema BCC e a implementação do *transceiver* propriamente dita. Para este efeito é apresentado o seu conceito e explicado, de um modo mais ou menos simplificado, o seu funcionamento. É também feita referência a duas abordagens de acoplamento utilizadas (capacitivo e galvânico), assim como as vantagens e desvantagens inerentes à utilização de cada uma delas.

Seguidamente são referidos os pontos fortes da tecnologia, procurando sempre facultar fundamentos teóricos que os demonstrem, que colmatam as lacunas que as tecnologias de comunicação sem fios utilizadas em larga escala nas WPANs possuem.

Finalmente, são mencionadas algumas particularidades a ter em conta no desenvolvimento do protótipo, de forma a otimizar o seu funcionamento para comunicações no corpo humano.

### 3.1 Conceito BCC

O conceito inerente à tecnologia BCC prende-se na utilização do corpo humano como meio transmissão para comunicação sem fios, utilizando campos eléctricos acoplados ao corpo em vez de ondas electromagnéticas, permitindo a transferência de informação entre dispositivos que se encontrem em contacto com o corpo humano, próximos deste, ou mesmo no seu interior[11]. O princípio básico do sistema consiste em gerar um campo eléctrico por parte do emissor na superfície do corpo humano. A detecção deste campo eléctrico por parte do receptor, permite a transferência de informação [54]. O *transceiver* encontra-se acoplado ao corpo humano através de eléctrodos, sendo que existem duas formas conceptualmente diferentes de o fazer, nomeadamente por acoplamento capacitivo (figura 3.1a) ou por acoplamento galvânico (figura 3.1b) [8].

No acoplamento capacitivo não existe a necessidade de utilizar eléctrodos em contacto directo com o corpo, onde estes apenas precisam de se encontrar na proximidade deste (no interior de um bolso por exemplo). Neste esquema de acoplamento o ambiente envolvente ao corpo humano é utilizado como referência, de forma a detectar ou forçar uma variação de potencial eléctrico do corpo humano. É utilizado um par de eléctrodos para transmissão e recepção, onde o transmissor aplica um sinal entre estes, gerando desta forma um campo eléctrico na proximidade do corpo humano. A diferença de potencial do corpo em relação ao ambiente envolvente é detectada no receptor. Nesta abordagem o corpo comporta-se como um condutor que interliga os *transceivers* acoplados a ele [8].

No acoplamento galvânico ambos os eléctrodos do *transceiver* BCC necessitam de contacto directo com a pele. Nesta abordagem o transmissor aplica um sinal diferencial entre os eléctrodos de acoplamento, gerando uma corrente que se propaga no corpo. No receptor é detectada a diferença de potencial entre os eléctrodos de acoplamento. Segundo este esquema de acoplamento, que utiliza as propriedades condutivas do corpo humano, pode-se dizer que apresenta o comportamento de uma linha de transmissão [51, 36].

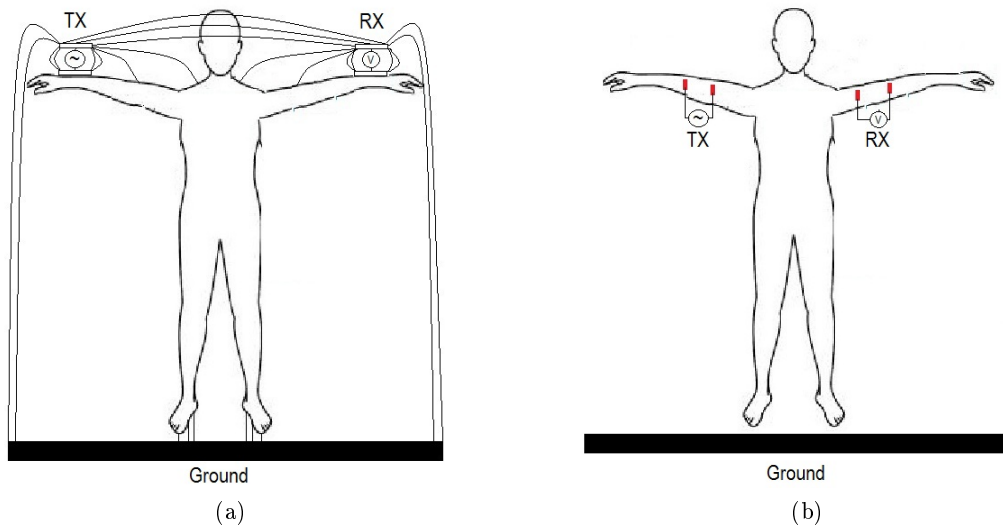


Figura 3.1: Acoplamento capacitivo(a) vs acoplamento galvânico(b)

Comparando as duas técnicas de acoplamento, a de acoplamento capacitivo é fortemente afectada pelo ambiente envolvente ao corpo humano, enquanto que o comportamento do acoplamento galvânico depende mais de parâmetros físicos relativos ao corpo humano propriamente dito (variações de impedância do corpo, qualidade do acoplamento entre os eléctrodos e a pele, etc.) [36]. Ambas as abordagens referidas possuem as suas vantagens e desvantagens, onde a escolha de uma das duas deve ser ponderada de acordo com a aplicação em causa, mas a que oferece maior conforto de utilização é a de acoplamento capacitivo. Apesar da maior imunidade ao ambiente



envolvente do acoplamento galvânico, esta abordagem peca pela necessidade de utilizar eléctrodos condutivos em contacto com a pele do utilizador, que pode, após um intervalo de tempo de utilização suficientemente longo, provocar irritações. Por questões de aplicabilidade e usabilidade resolveu-se utilizar acoplamento capacitivo na implementação do *transceiver*.

## 3.2 Vantagens da Tecnologia BCC

Os pontos fortes da tecnologia BCC são a segurança na transmissão de informação, o seu baixo consumo e uma menor interferência entre dispositivos.

A segurança da comunicação e a interferência reduzida entre dispositivos deve-se sobretudo à definição do seu alcance, uma vez que este se encontra confinado ao corpo humano, ou até poucos decímetros deste. Desta forma, é muito improvável que a informação transferida entre dispositivos, qualquer que seja a situação, seja interceptada por terceiros. O confinamento do alcance às imediações do corpo humano deve-se ao decaimento abrupto que o campo eléctrico sofre com a distância num sistema de acoplamento capacitivo[54]. Ao utilizar uma frequência de operação reduzida, pode-se admitir que o sistema de acoplamento capacitivo funciona como um sistema de parâmetros concentrados, onde a energia radiada é desprezável [34]. A título de exemplo, considerando um dipólo estático, o campo eléctrico apresenta um decaimento proporcional a  $(\frac{1}{r^3})$ , enquanto que numa antena, considerando a região *far-field*, este apresenta um decaimento proporcional a  $(\frac{1}{r})$  [54, 15, 31]. Na figura 3.2 é apresentada uma tabela com um modelo que descreve as regiões envolventes de uma fonte electromagnética.

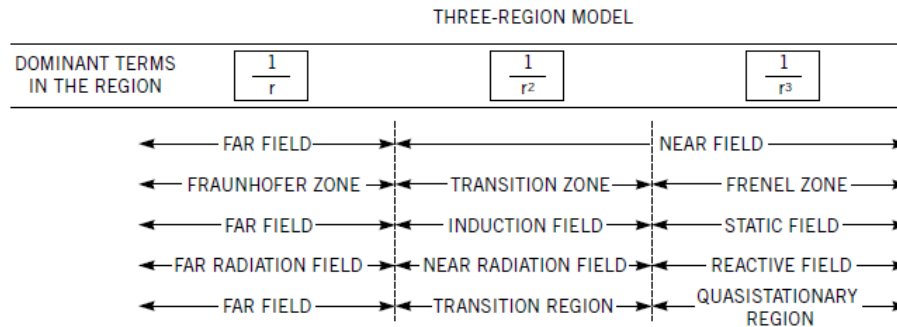


Figura 3.2: Modelo explicativo das regiões *Near-Field* e *Far-Field* [15]

Nas tecnologias convencionais de RF pode ser garantida a segurança na comunicação de outras formas, através de encriptação dos dados por exemplo, mas a melhor forma de garantir segurança na transferência de informação é diminuir ao máximo a probabilidade de esta ser interceptada, daí que a comunicação por acoplamento capacitivo seja potencialmente mais segura que a comunicação por radiação [54].

Relativamente ao consumo, teoricamente a energia envolvida na transmissão baseada na ra-

diacção de ondas electromagnéticas é superior à energia envolvida na alteração do campo eléctrico em redor do corpo [21]. Também é sabido que nos sistemas RF toda a energia utilizada é perdida mesmo na ausência de receptores, enquanto que no caso dos sistemas BCC apenas uma porção da energia utilizada na comunicação é transferida entre o transmissor e o receptor [34]. Pode-se então afirmar que esta tecnologia apresenta consumos menores quando comparada com tecnologias de comunicação de RF. No entanto, apenas se poderá confirmar este facto com a implementação do *transceiver*, após serem efectuadas medidas que permitam efectuar uma comparação.

### 3.3 Requisitos no Desenvolvimento do *Transceiver*

Antes de proceder à implementação do *transceiver* propriamente dita, são apresentados os pontos críticos que poderão necessitar de um maior cuidado no seu desenvolvimento. Dados os níveis de atenuação a que o sinal está sujeito, é necessário implementar um receptor com uma sensibilidade elevada. Considerando o corpo humano um plano de massa condutor (o que é obviamente discutível) então, o sistema da figura 3.1a pode ser reduzido a um sistema com três condutores (figura 3.3a) que por sua vez é equivalente electricamente a 3.3b.

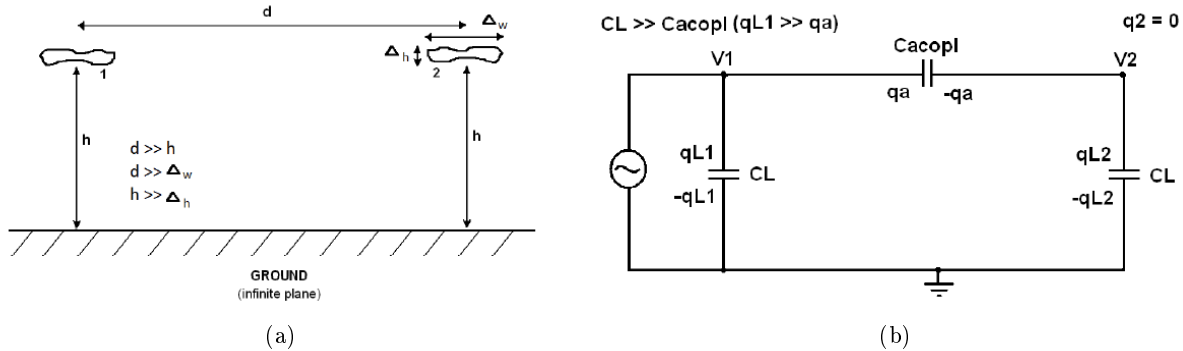


Figura 3.3: Sistema de três condutores a) e o seu equivalente eléctrico b) [34]

Na figura 3.4 é apresentado o ganho do sistema em função da distância em duas condições distintas. No caso A não é utilizado qualquer *buffer* no eléctrodo receptor, sendo colocado em paralelo a capacidade do cabo coaxial mais a capacidade do instrumento de medição (num total de  $200pF$ ), com a sua capacidade  $C_L$ . No caso B, é utilizado um *buffer* com baixa capacidade de entrada ( $C_{in} = 3pF$ ) no eléctrodo receptor. Os dados experimentais foram obtidos utilizando os eléctrodos de teste presentes na figura 3.5 do lado esquerdo, enquanto que as simulações foram realizadas com recurso ao simulador de campo magnético *Ansoft HFSS (3D Full Wave Electromagnetics Simulator)* [1], onde o *layout* dos eléctrodos se encontra na figura 3.5 do lado direito.

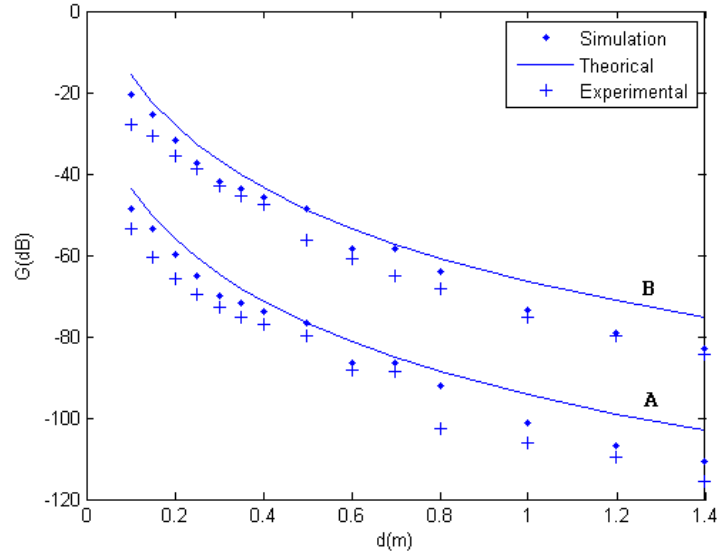


Figura 3.4: Ganhos do sistema em função da distância: A: Conectado directamente ao osciloscópio; B: Utilizando um *buffer* com capacidade de entrada de  $3pF$  [34]

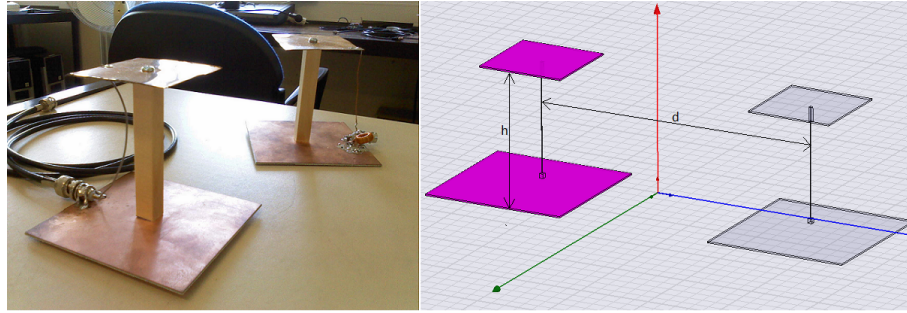


Figura 3.5: Eléctrodos de teste[34]

É bem notória a diferença entre os resultados obtidos (cerca de 20dB de diferença), pelo que, de forma a maximizar o nível de sinal no receptor, deve-se utilizar sempre um andar de entrada com baixa capacidade de entrada. De referir que os resultados teóricos, apresentados também na figura 3.4, foram obtidos utilizando a equação 3.1, obtida a partir do sistema da figura 3.3, que modela o ganho de tensão do sistema em função da capacidade de carga  $C_L$  e das dimensões do sistema [34].

$$G \simeq 2.K_e.C_L.\frac{h^2}{d^3} \quad (3.1)$$

Onde  $K_e$  é a constante dieléctrica do meio,  $C_L$  é a capacidade do eléctrodo e  $h$  e  $d$  são distâncias, indicadas na figura 3.5. Esta é válida para situações em que a distância entre o emissor e o receptor seja muito superior à altura do eléctrodo, sendo que esta se verifica grande parte das

vezes. Desta resulta que o ganho é proporcional ao quadrado da altura do eléctrodo em relação ao plano de massa e à sua capacidade e inversamente proporcional ao cubo da distância entre o emissor e o receptor. Sendo assim, quanto maior for a distância entre o eléctrodo e o plano de massa (altura), maior será o nível de sinal no receptor, mas, por questões práticas, deve ser mantida num nível aceitável.

Dados o níveis de atenuação a que o sinal está sujeito, é necessário utilizar um receptor com um ganho muito elevado, de modo a que o *transceiver* possua um alcance que abranja todo o corpo humano. Então, para garantir a máxima sensibilidade do receptor, é necessário evitar condições que levem à ocorrência de auto-oscilações, sendo que quanto maiores os ganhos envolvidos, maior a probabilidade de ocorrerem. A existência de malhas de realimentação nos circuitos, entre pistas com ganhos elevados entre elas pode ser catastrófica. Então, é necessário ter especial atenção no desenvolvimento do receptor, especialmente no *layout* da PCB, procurando reduzir ao máximo qualquer capacidade de acoplamento entre pistas de ganho elevado. Mais directrizes a ter em conta no *layout*, com o objectivo de otimizar o funcionamento do *transceiver*, serão apresentadas na secção 4.5.

Para garantir um correcto funcionamento do emissor, é necessário implementar um modulador que garanta estabilidade na frequência e que possua, se possível, continuidade de fase. Em princípio, quanto maior a amplitude do sinal no emissor, maior será o alcance do sistema. Assim, deve-se amplificar o sinal modulado de modo a que este possua a maior amplitude possível, dentro de certos limites, que em última análise é determinado por questões de segurança.

Finalmente, e dado que o eléctrodo do *transceiver* é comum à recepção e à transmissão, é importante garantir de alguma forma que o emissor não carrega o receptor (aumento da capacidade de entrada), prejudicando a recepção.

Seguidamente é explicada em pormenor a arquitectura do *transceiver*, onde são apresentados todos os módulos implementados, referentes ao emissor e ao receptor. São também expostos resultados de algumas simulações, realizadas com o objectivo de verificar o funcionamento de certos blocos do *transceiver* antes de proceder à sua implementação.

## Capítulo 4

# Arquitectura do *Transceiver*

### Sumário

Este capítulo descreve de forma detalhada a arquitectura do *transceiver* implementado, explicando pormenorizadamente todos os módulos que o constituem.

De acordo com o que está descrito nos capítulos 2 e 3, em relação a implementações anteriores e ao comportamento do sistema utilizado, opta-se então pelo uso de um circuito integrado comercial no receptor do *transceiver*, que por si só efectua quase todas as operações necessárias à recepção do sinal BFSK. Visto existirem algumas soluções no mercado com sensibilidade suficiente para cumprir os objectivos propostos, torna-se necessário escolher aquele com melhor desempenho global, com base em algumas características essenciais, para a implementação em causa. Grande parte dos receptores FM (*Frequency Modulated*) comerciais possuem frequência intermédia<sup>1</sup> (FI) *standard* de 10.7MHz, e como foi referido, o corpo humano apresenta uma boa resposta a esta frequência. Se forem utilizadas frequências centradas exactamente em torno de 10.7MHz para transmissão dos dados BFSK, então este facto permite a implementação de um receptor de conversão directa, onde não é necessário efectuar uma conversão do sinal recebido para frequências mais baixas, sendo que o sinal a receber já se encontra na gama de funcionamento do receptor [19]. Teremos então um diagrama de blocos para o receptor como na figura 4.1.



Figura 4.1: Diagrama de blocos do receptor

Este compreende um buffer de entrada, sintonizado na banda de interesse e com baixa capa-

<sup>1</sup>Trata-se de uma frequência para a qual os sinais RF são convertidos antes de se efectuar a sua desmodulação. Geralmente, nos receptores comerciais, esta frequência situa-se nos 10.7MHz e é designada de FI.

cidade de entrada, um amplificador de FI que fornece grande parte do ganho e selectividade ao receptor, um desmodulador BFSK que permite obter o sinal em banda-base e um amplificador que em conjunto com o comparador permitem obter o sinal digital.

Posto isto, inicia-se este projecto com a escolha de um receptor FM com baixo consumo, tensão de alimentação preferivelmente igual ou inferior a 3V (para poder ser alimentado por uma pilha recarregável), com boa sensibilidade e largura de banda suficiente que permita alcançar taxas de transmissão na ordem dos 100Kbps.

Em relação ao emissor, após escolha da modulação pelas razões já enunciadas, torna-se relativamente simples a sua implementação. O maior desafio prende-se no andar de amplificação e filtragem do sinal já modulado e posterior aplicação deste ao eléctrodo de comunicação, sendo necessário garantir que a recepção não é afectada.

A alimentação do *transceiver* é feita, como já referido, recorrendo a uma pilha recarregável do tipo botão CR2032 (pilha *standard*) ou LIR2032 (pilha recarregável) de 3.6V e a um LDO (*Low Dropout Regulator*) de 3V. Dada a baixa capacidade das pilhas utilizadas, ao longo deste projecto procurou-se escolher sempre componentes com baixo consumo; para minimizar o espaço ocupado na PCB, tentou-se utilizar apenas componentes de tamanho reduzido, tipicamente SMD (*Surface Mounted Devices*).

Explicações mais detalhadas sobre o funcionamento e implementação do receptor e emissor serão dadas seguidamente.

## 4.1 Receptor

Na implementação de um *transceiver* que utiliza o corpo humano como canal de transmissão e sendo este um sistema capacitivo, é necessário ter especial atenção no desenvolvimento do receptor, tentando maximizar a sua performance, evitando provocar degradações adicionais ao sinal devido a uma prototipagem incorrecta.

Como já foi referido anteriormente, de entre os diversos circuitos integrados para desmodular FSK que existem no mercado, a escolha recaiu no SA636 da NXP [44], tratando-se de um receptor que apresenta um consumo típico de 6.5mA quando alimentado a 3V e possui uma sensibilidade na ordem dos  $0.54\mu V$  para frequências intermédias de 10.7MHz. O seu uso é aconselhado nos mais variados dispositivos sem fios, com taxas de transmissão bem superiores àquela que se propôs atingir, constituindo portanto uma escolha viável para esta aplicação em particular [44].

O diagrama de blocos da figura 4.2 mostra que o SA636 possui um *mixer*, um oscilador, um amplificador de FI, um limitador e um *mixer* final usado para efectuar a detecção.

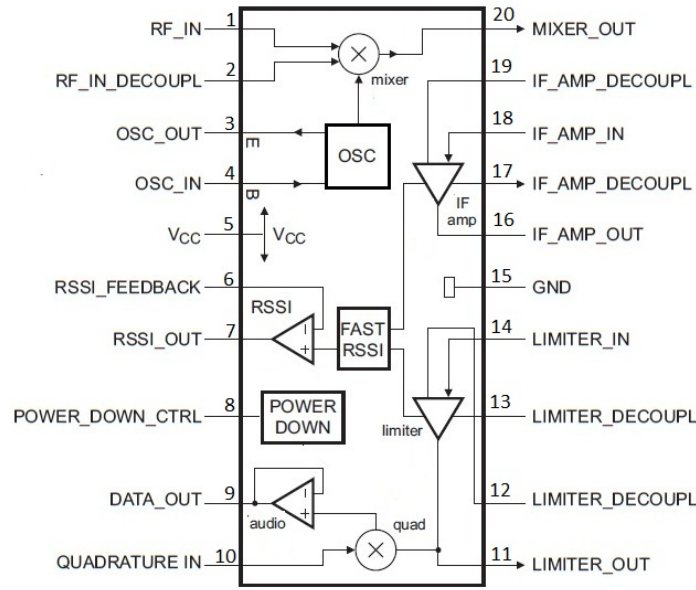
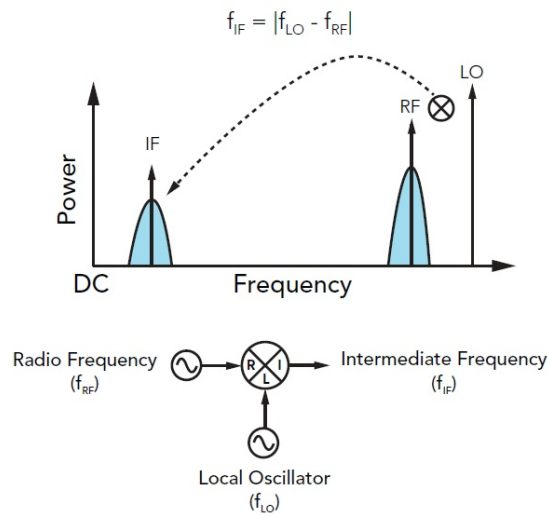


Figura 4.2: Diagrama de blocos do receptor FM[44]

O primeiro *mixer* é normalmente utilizado para efectuar uma conversão de frequência (ver figura 4.19) ao sinal sintonizado, permitindo um aumento de selectividade ao receptor, uma vez que a frequência para a qual o sinal é convertido é de valor mais baixo, possibilitando o uso de filtros muito mais estreitos. Este multiplica o sinal recebido ( $f_{RF}$ ) com o sinal gerado no oscilador local ( $f_{OL}$ ), resultando num sinal que passa a estar centrado em :

$$f_{FI} = f_{OL} - f_{RF} = 10.7MHz \quad (4.1)$$

Figura 4.3: Conversão de frequência (*down-conversion*)[33]

No trabalho aqui descrito, como o sinal modulado a receber já se encontra centrado na FI do receptor, este *mixer* não irá ser utilizado na recepção.

O amplificador de FI em conjunto com o limitador fornecem a maior parte do ganho e da selectividade do receptor, necessárias para que o sinal recebido possa ser desmodulado no *mixer* final.

O SA636 possui um indicador de potência do sinal recebido (RSSI<sup>2</sup>), que pode ser utilizado para operações de *debugging* do projectista ou até para efeitos de implementação de amplificadores de ganho programável de acordo com a potência do sinal recebido. Numa fase inicial do projecto pode indicar problemas de auto-oscilação do receptor, se na ausência de sinal tiver um valor elevado.

Facilmente se verifica que este componente possui uma zona crítica, que por si só poderá causar todos os problemas de instabilidade. Essa zona situa-se entre os pinos 11 e 20, sendo este facto explicável tendo em conta os ganhos elevados envolvidos nesta secção (secção de FI). O ganho típico desta secção é de 90dB para uma frequência intermédia de 10.7MHz, o que, caso não se sigam algumas directrizes no *layout* da PCB do *transceiver*, pode tornar-se catastrófico [20].

Referindo os três tipos de receptores FM existentes, o receptor de conversão directa, o super-regenerativo e o super-heterodino, aquele que é implementado neste *transceiver* é o de conversão directa, onde o sinal a receber é aplicado directamente à entrada do amplificador de FI, utilizando um amplificador sintonizado (ver figura 4.4) como *buffer*, sem se efectuar qualquer conversão de frequência. Este circuito tem como função essencial apresentar uma capacidade de entrada muito baixa e resistência de entrada elevada.

---

<sup>2</sup>Este circuito fornece acesso a um sinal directamente proporcional à potência do sinal recebido, tratando-se de um indicador bastante útil.



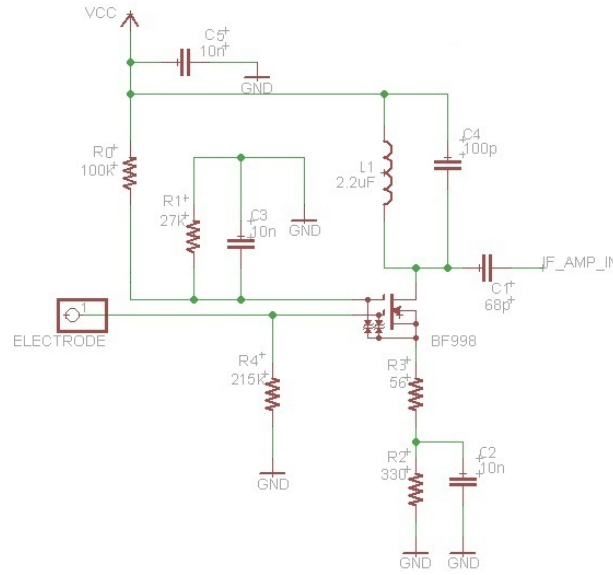


Figura 4.4: Amplificador sintonizado

Este amplificador, projectado e utilizado em projectos anteriores ([10] e [7]), apresentou bons resultados práticos, o que levou à decisão de o utilizar novamente neste projecto. É constituído por um *dual-gate mosfet* (BF998[42]) na configuração *cascode*. Na verdade, ele é composto por dois transístores de efeito de campo, um configurado em fonte comum seguido de um configurado em *gate* comum. A grande vantagem desta configuração prende-se na diminuição do efeito de *Miller* entre o dreno e a *gate* do *mosfet* inferior. Esta diminuição é imposta por uma redução da resistência de entrada do andar superior e consequente redução do ganho de tensão do *mosfet* inferior [10]. Normalmente o ganho é recuperado pelo *mosfet* superior, o que não é muito conseguido nesta aplicação específica, uma vez que a sua saída é ligada à entrada do amplificador de FI do SA636 e este apresenta resistência de entrada de  $330\Omega$ . Este baixo valor também condiciona o  $Q$  deste circuito, como se vê na simulação da figura 4.5. A escolha do componente a utilizar passou pela necessidade deste andar de entrada apresentar uma capacidade de entrada muito reduzida, sendo esta  $2.1pF$ .

As vantagens no uso de um amplificador sintonizado prendem-se com o facto de amplificarem somente uma faixa estreita de frequências na gama de interesse, adjacentes a uma frequência central. Esta selectividade é possível utilizando um circuito tanque ressonante constituído por uma bobina em paralelo com um condensador no dreno do *mosfet*, provocando um efeito passa-banda onde a frequência central (frequência à qual o amplificador possui um ganho máximo), é a frequência de ressonância, dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

De acordo com os resultados obtidos por simulação do amplificador sintonizado, quando aplicado à entrada do amplificador de FI (figura 4.5), a frequência de ressonância é 10.7MHz, o ganho à frequência de ressonância é cerca de 4dB e a largura de banda a -3dB é aproximadamente 4.86MHz. Estes resultados demonstram que a maior parte do ganho e da selectividade terão de ser fornecidos pelos andares seguintes do receptor, funcionando este andar como *buffer* com capacidade de entrada baixa.

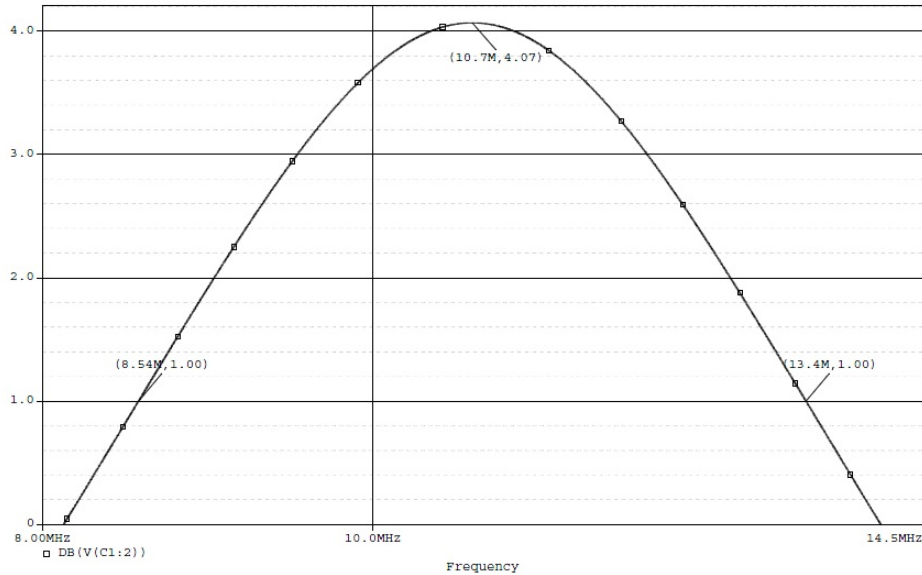


Figura 4.5: Resposta em frequência do amplificador sintonizado

#### 4.1.1 Amplificador de Frequência Intermédia

A finalidade de um receptor FM, para além das operações de conversão e desmodulação, é maximizar a SNR (*Signal-to-Noise Ratio*), utilizando para isso uma combinação de amplificação e filtragem. Em particular, o amplificador de FI é projectado para operar numa gama estreita de frequências centrada numa frequência de valor fixo, sendo o andar que fornece a maior parte da selectividade ao receptor apresentando também, por si só, um ganho de 38dB.

Este andar de amplificação pode ser extremamente eficiente se for conjugado com o uso de filtros de elevada selectividade, ou seja, filtros com banda passante estreita em relação à frequência central, e atenuações elevadas fora da gama de interesse. Os filtros cerâmicos da série SFECF10M7 [41], produzidos pela Murata, são aconselhados para este fim, possuindo uma selectividade elevada (resposta em frequência na figura 4.6) e dimensões reduzidas (sendo esta característica por si só um factor de escolha de componentes neste projecto). De entre os diversos tipos, foi escolhido um com uma largura de banda relativamente elevada (280KHz) para poder acomodar possíveis desvios de frequência na modulação e/ou para permitir taxas de transmissão mais elevadas.

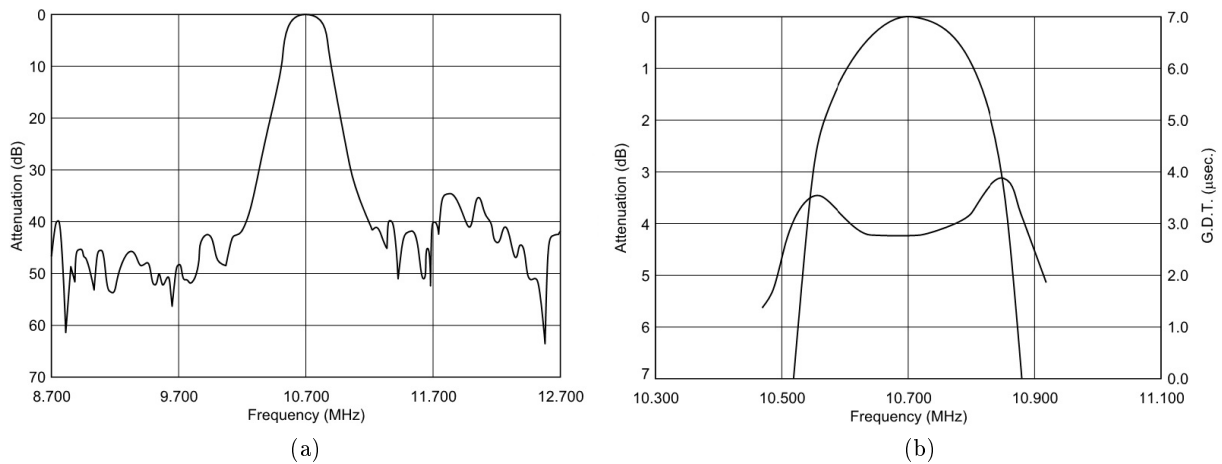


Figura 4.6: a) Resposta em frequência do filtro cerâmico b) Zona de banda de passagem [41]

#### 4.1.2 Limitador

Entre os diferentes blocos de um receptor FM, a possibilidade de ocorrer saturação dos amplificadores é grande, visto que os ganhos envolvidos nestes são muito elevados. O uso de um limitador no receptor evita não só esse facto, mas também possibilita que a amplitude do sinal de entrada do detector de quadratura seja constante, qualquer que seja a distância entre o emissor e o receptor. Caso o sinal de entrada do detector não seja constante, as componentes AM (*Amplitude Modulation*) também podem ser detectadas, o que é indesejável.

Limitar o sinal em amplitude não provoca qualquer tipo de efeito nefasto na recepção, uma vez que o sinal a receber se encontra modulado em frequência, logo qualquer variação da amplitude do sinal nada significa em termos de conteúdo de informação.

#### 4.1.3 Detector de Quadratura

Existem inúmeras formas de efectuar a desmodulação de um sinal FM, sendo que este receptor utiliza para esse efeito um detector de quadratura. Este converte variações de frequência em variações de fase, apresentando uma saída directamente proporcional a essa diferença de fase.

No detector de quadratura, o sinal FM é dividido em dois (figura 4.7), sendo um sinal aplicado directamente no detector de fase, enquanto o outro sofre um desfasamento de 90 graus devido à presença de um condensador de elevada reactância em série. Este sinal é então aplicado a um circuito ressonante que se encontra sintonizado à frequência central do sinal modulado [9].

No caso particular da modulação BFSK, existem duas portadoras de frequências iguais à frequência central mais ou menos um desvio de frequência, desvios estes que devido ao circuito ressonante provocam avanços ou atrasos de fase adicionais. A diferença de fase entre os dois sinais será então igual a 90 graus, provocados pelo condensador, mais o desfasamento no circuito

ressonante [17]. O detector de fase apresenta então à saída uma tensão directamente proporcional a esta diferença, obtendo-se desta forma o sinal em banda-base.

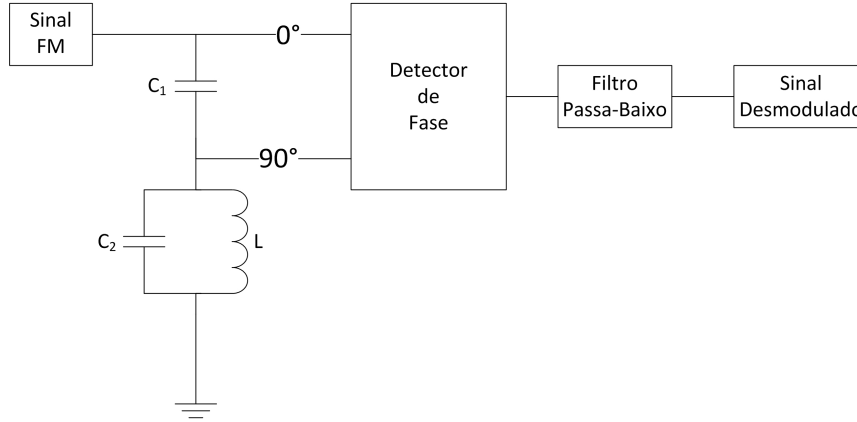


Figura 4.7: Detector de quadratura [30]

O SA636 utiliza um segundo *mixer* que é utilizado como detector de fase, sendo apenas necessário o circuito ressonante e o condensador que provoca o desfaseamento entre os sinais, para formar o detector de quadratura. Encontra-se então na figura 4.8 um detector simples, onde o circuito ressonante é composto pelos condensadores  $C_8$ ,  $C_9$  e  $C_{10}$ , a bobina  $L_2$  e a resistência  $R_5$ . Este circuito é sintonizado variando a capacidade do condensador  $C_8$ , até que este fique com uma frequência de ressonância igual a 10.7MHz. Esta sintonia é feita na PCB, na presença de sinal, tentando maximizar a amplitude do sinal no pino DATA\_OUT do receptor. A finalidade do condensador  $C_9$  é melhorar a excursão de sintonia, aproveitando grande parte da gama de variação do condensador  $C_8$  para sintonizar o detector.

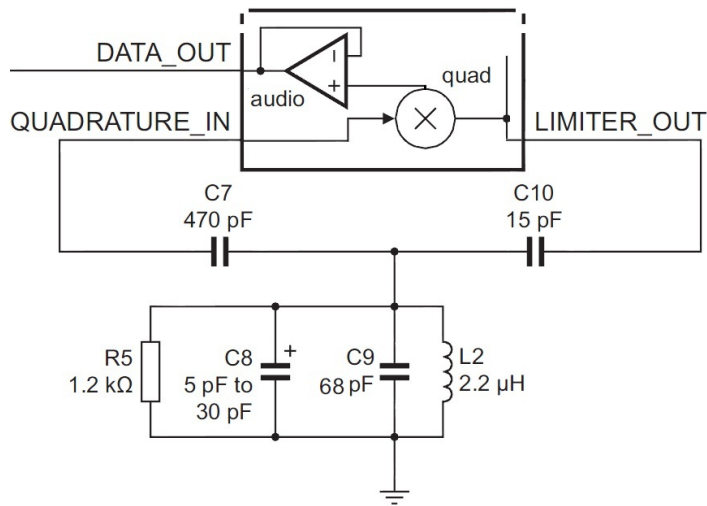


Figura 4.8: Detector de quadratura utilizado[44]

Para este caso particular, assumindo uma sintonia perfeita ( $f_r = 10.7MHz$ ), o valor de  $C_8$  é dado por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{(C_8 + C_9 + C_{10}) \times L_2}} \Leftrightarrow C_8 = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_2} - C_9 - C_{10} \Leftrightarrow C_8 \cong 17.57pF \quad (4.3)$$

De forma a demonstrar e a perceber melhor o funcionamento de um detector de quadratura, apresentam-se os resultados de uma simulação do circuito da figura 4.8, onde se observa o desfasamento entre o sinal aplicado directamente ao *mixer* e o sinal aplicado ao circuito ressonante. Teoricamente, verifica-se um desfasamento de 90 graus quando a frequência do sinal iguala a frequência de ressonância, mas de acordo com o resultado da simulação 4.9, a diferença de fase à frequência de ressonância é de 78 graus. Também é visível que variações de frequência em torno da frequência de ressonância provocam as variações de fase adicionais referidas e são essas variações de fase que fazem variar o sinal à saída do desmodulador.

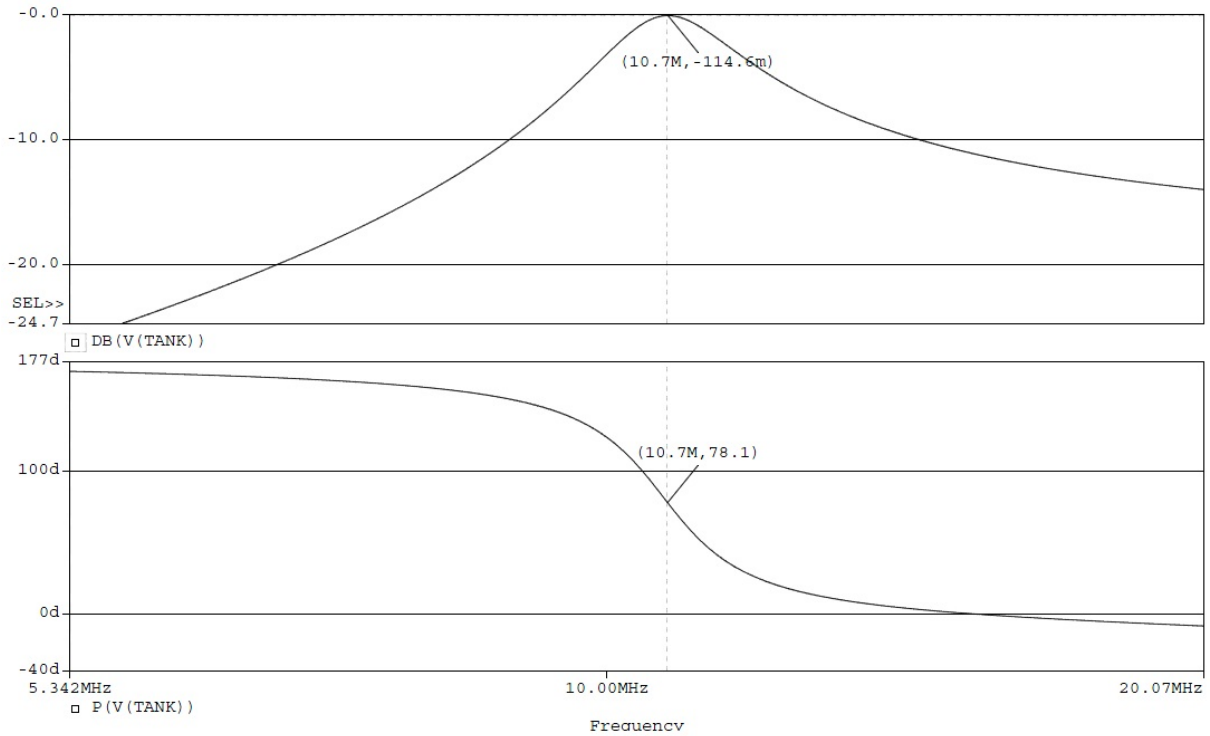


Figura 4.9: Desfasamento entre sinais

Para confirmar o correcto funcionamento deste receptor quando efectua a desmodulação de um sinal BFSK, apresenta-se também uma simulação onde o sinal modulante é uma onda quadrada com 67KHz de frequência e o desvio de frequências da modulação é de 5MHz, onde:

$$f_1 = 10.7MHz + 5MHz \quad (4.4)$$

$$f_0 = 10.7MHz - 5MHz \quad (4.5)$$

Apenas se utiliza um desvio de frequências tão elevado para facilitar a visualização do sinal BFSK em simulação. Pode-se constatar, pela observação dos resultados da figura 4.10, que o detector de quadratura desmodula correctamente o sinal BFSK, onde se verifica que este possui uma amplitude baixa e algum ruído, pelo que é necessário adicionar um andar de amplificação e filtragem de forma a possibilitar a recepção do sinal num dispositivo usado para esse efeito.

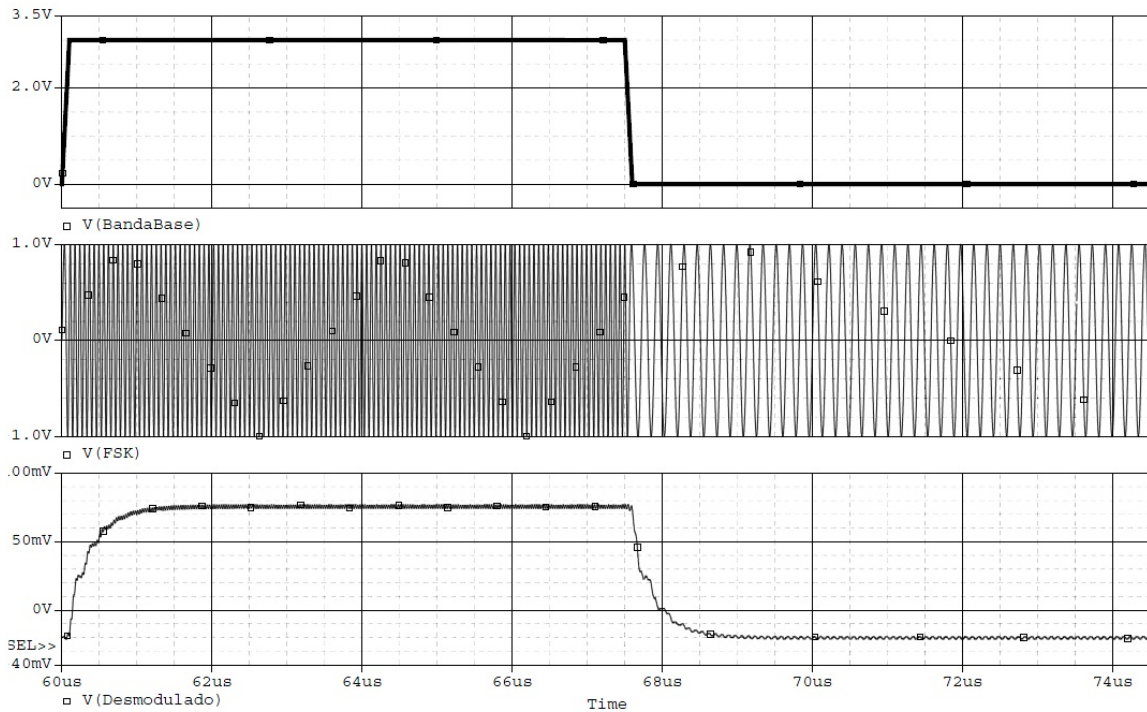


Figura 4.10: Simulação do detector de quadratura

#### 4.1.4 Amplificador

Como se verificou por simulação e consultando também o *datasheet* do SA636 [44], o sinal desmodulado possui amplitude reduzida e componente DC (*Direct Current*) de valor 1.09V. Sendo a amplitude deste sinal uma incógnita, uma vez que esta varia com a velocidade de transmissão e com o desvio de frequências utilizado na modulação, considera-se que este terá no máximo cerca de 400mV.

Posto isto, é necessário amplificar e centrar o sinal proveniente do desmodulador, tentando que

este fique com uma amplitude máxima perto de  $V_{CC}$  e centrado em  $\frac{V_{CC}}{2}$ . Um circuito simples e funcional, utilizado com frequência para os efeitos mencionados, encontra-se na figura 4.11, onde é visível o uso de dois *opamps* (*Operational Amplifier*), sendo o primeiro utilizado para gerar a tensão de referência do segundo, que é utilizado para amplificar e centrar o sinal desmodulado.

Utilizou-se o circuito integrado LMH6646 [28] da *National Semiconductor* (entretanto comprada pela *Texas Instruments*), que possui dois *opamps*. As principais razões para esta escolha prendem-se no seu baixo consumo ( $650\mu A$  por amplificador), operação a baixa tensão de alimentação ( $2.7V$ ), capacidade *rail to rail*<sup>3</sup>, largura de banda suficientemente elevada para a aplicação em causa e são estáveis quando utilizados em seguidor de tensão, configuração esta utilizada para gerar a tensão de referência. O seu tamanho reduzido, conjugado com as características referidas anteriormente, tornam o seu uso recomendado em dispositivos portáteis *low power*, daí a escolha ter recaído sobre ele.

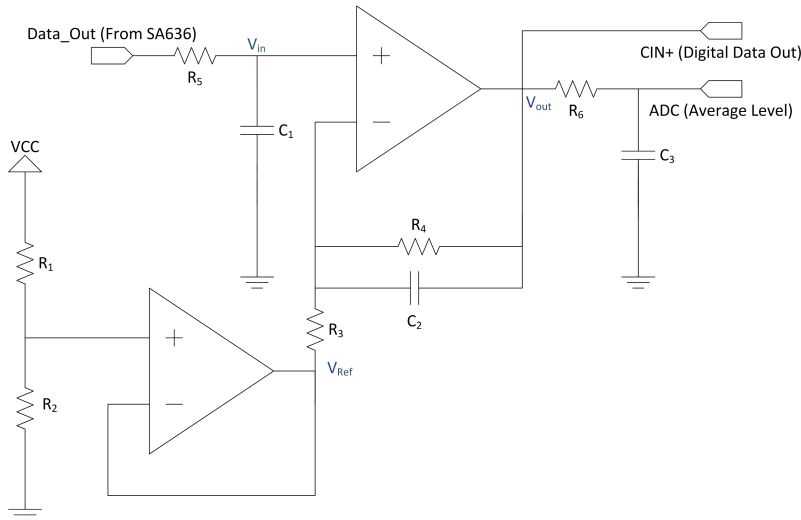


Figura 4.11: Amplificador

Considerando então uma amplitude de  $400mV$  à saída do desmodulador e desejando uma amplitude próxima de  $3V$  à saída do amplificador temos que:

$$\frac{V_{out} - V_{in}}{R_4} = \frac{V_{in}}{R_3} \Leftrightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \Leftrightarrow \frac{R_4}{R_3} = 6.5V/V \quad (4.6)$$

Realizando uma análise do ponto de vista DC ao circuito, considerando que a componente média do sinal desmodulado é a referida no *datasheet*, temos, para uma tensão DC à saída do amplificador de  $\frac{V_{CC}}{2}$ , uma tensão de referência dada por:

$$\frac{1.09 - V_{ref}}{R_3} = \frac{1.5 - 1.09}{R_4} \Leftrightarrow 6.5 \times (1.09 - V_{ref}) = 0.41 \Leftrightarrow V_{ref} = 1.03V \quad (4.7)$$

<sup>3</sup>Quando um amplificador é *rail to rail* as suas tensões de entrada e saída podem atingir os seus níveis de alimentação.

Sendo a tensão de referência gerada através de um divisor resistivo e de um *opamp* configurado em seguidor de tensão (possibilita o uso de resistências de valor elevado, minimizando o consumo de corrente), a relação das resistências para uma tensão de referência de  $1.03V$  é simplesmente:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{CC}}{V_{ref}} - 1 = 1.83 \quad (4.8)$$

De forma a eliminar algum ruído neste andar de amplificação, utilizam-se dois filtros passa-baixo com frequência de corte dada por:

$$f_C = \frac{1}{2\pi R_5 C_1} = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} = 100KHz \quad (4.9)$$

Esta frequência pode no entanto ser alterada de acordo com os resultados obtidos, onde pode ser reduzida, favorecendo a filtragem e o alcance, ou pode ser aumentada, favorecendo a taxa de transmissão, no entanto o seu valor não andarão muito longe dos 100KHz.

#### 4.1.5 Comparador

Concluída a desmodulação, filtragem e amplificação impõe-se o uso de um comparador de forma a converter o sinal desmodulado num sinal digital com limites superior e inferior bem definidos, podendo-se dizer que este funciona como uma ADC (*Analog-to-Digital Converter*) com um *bit* de resolução.

É possível utilizar um comparador externo para este efeito, mas opta-se por utilizar um comparador interno do microcontrolador, poupando no consumo e na área ocupada na PCB. À parte das óbvias vantagens desta escolha, existem também desvantagens, sendo a principal delas a impossibilidade de implementar um comparador com histerese. Num comparador com histerese, a possibilidade de mudança de estado devido a perturbações no sinal causadas por ruído, é menor que num comparador sem histerese, minimizando a ocorrência de erros de transmissão devido a ruído.

No caso do comparador sem histerese, este compara o sinal com uma tensão de referência e a sua saída é igual à tensão de saturação positiva ( $V_{CC}$ ) sempre que o sinal de entrada seja superior à tensão de referência e igual à tensão de saturação negativa (0V) sempre que este seja inferior à tensão de referência.

Considerando então que o sinal desmodulado, após efectuar a devida amplificação e filtragem, possui amplitude perto da tensão de alimentação e se encontra centrado em  $\frac{V_{CC}}{2}$ , a tensão de referência a utilizar no comparador seria exactamente essa, mas para garantir que possíveis desvios deste valor não provocam erros de recepção ou necessidade de ajustes manuais, implementa-se um gerador de referência automático, utilizando um módulo interno do microcontrolador e uma das suas entradas de ADC para esse efeito. Filtrando o sinal proveniente do amplificador num filtro passa baixo, obtendo apenas a sua componente DC (*average level*, figura 4.11) e efectuando uma



conversão deste valor utilizando a ADC, torna possível o ajuste da tensão de referência em função do valor DC do sinal desmodulado. Para efectuar este ajuste automático da tensão de referência é necessário que o emissor envie uma sequência de *bits* que permita ao receptor determinar o valor médio do sinal recebido e seguidamente programar o registo de controlo da tensão de referência do comparador, garantindo que esta se aproxima o mais possível do valor lido na ADC.

Na figura 4.12 é apresentado o diagrama de blocos do comparador interno do microcontrolador, sendo utilizado um registo (CMCON) para definir o seu modo de funcionamento.

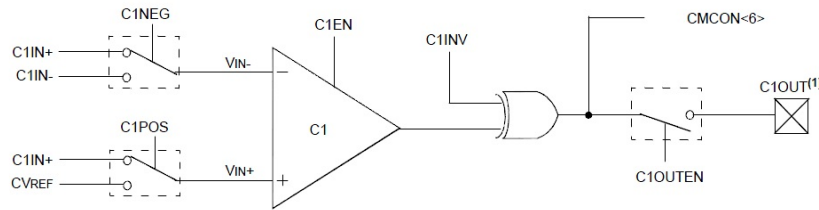


Figura 4.12: Diagrama de blocos do comparador[39]

Para configurar o comparador é necessário ligar a tensão de referência à sua entrada positiva (C1POS), o pino C1IN+ à entrada negativa (C1NEG) e ligar o modo inversor (C1INV), de forma a garantir que a saída é “1” quando a tensão no pino negativo (sinal desmodulado) é superior à tensão no pino positivo (tensão de referência) e “0” caso contrário. Para ter acesso ao sinal digital, resultante da comparação entre o sinal desmodulado e a tensão de referência, é necessário ligar a saída do comparador e atribuí-la a um dos pinos remapeáveis do microcontrolador.

A tensão de referência utilizada no comparador é gerada internamente, utilizando um módulo específico do microcontrolador para esse efeito. O diagrama de blocos do módulo utilizado encontra-se na figura 4.13.

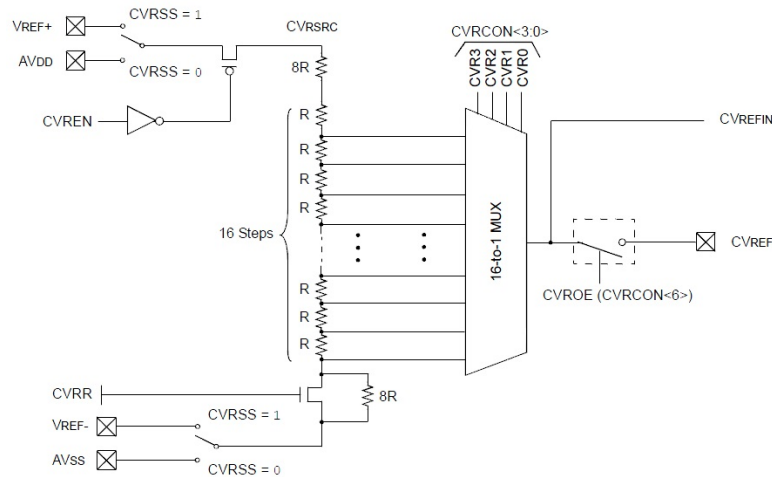


Figura 4.13: Diagrama de blocos do gerador de tensão de referência[39]

Este permite a escolha de uma tensão de referência programável em *software*, utilizando um registo específico (CVRCON) do microcontrolador. A tensão de saída do módulo possui duas gamas de variação com 16 níveis distintos. A diferença entre ambas as gamas de variação prende-se na resolução que oferecem. Em uma das gamas é introduzida uma resistência em série com o divisor resistivo (CVRR=0), de valor  $8R$ , assim, a variação mínima entre níveis de tensão consecutivos é menor, sendo dada pela equação 4.10. A gama que oferece menor resolução possui uma variação mínima entre níveis consecutivos dada pela equação 4.11, onde a diferença se deve ao *bypass* efectuado à resistência de valor  $8R$  (CVRR=1).

$$\Delta V = V_{CC} \times \frac{R}{8R + 8R + 16R} = \frac{V_{CC}}{32}(V) \quad (4.10)$$

$$\Delta V = V_{CC} \times \frac{R}{8R + 16R} = \frac{V_{CC}}{24}(V) \quad (4.11)$$

Com CVRR=1 a gama de tensões de saída do módulo encontra-se no intervalo  $[0; 0.625V_{CC}]$ , enquanto que com CVRR=0 a gama de tensões encontra-se no intervalo  $[0.25V_{CC}; 0.719V_{CC}]$ .

Uma explicação geral sobre o *software* desenvolvido para efectuar uma correcta configuração e utilização do módulo aqui apresentado será efectuada na secção 5.4.

## 4.2 Emissor

Em relação ao emissor, como já foi dito, é necessário implementar o modulador BFSK e o amplificador sintonizado para amplificar o sinal modulado e aplicá-lo posteriormente ao eléctrodo de comunicação.

O sinal em banda-base a ser enviado pelo *transceiver* é gerado no microcontrolador, utilizando um dos módulos de comunicação série nele disponíveis. Como foi explicado no capítulo 3, é necessário elevar a frequência do sinal em banda-base, por forma a fazer coincidir a frequência deste com a gama de frequências favorável do canal de transmissão (corpo humano), tentando desta forma minimizar a atenuação a que este está sujeito, maximizando assim o alcance do *transceiver*. Por outro lado, quanto maior for esta frequência mais facilmente se conseguem maiores taxas de transmissão.

Para este efeito, encontrando-se definida a modulação a utilizar, bem como a sua frequência central (10.7MHz), resta definir o desvio de frequências que garanta uma largura de banda reduzida, possibilitando desta forma o uso de filtros estreitos e minimizar o ruído. O sinal modulado é depois amplificado, utilizando para esse efeito um amplificador sintonizado e aplicado ao eléctrodo de comunicação. Na figura 4.14 encontra-se o diagrama de blocos simplificado do emissor cuja implementação dos seus blocos constituintes será explicada detalhadamente em seguida.

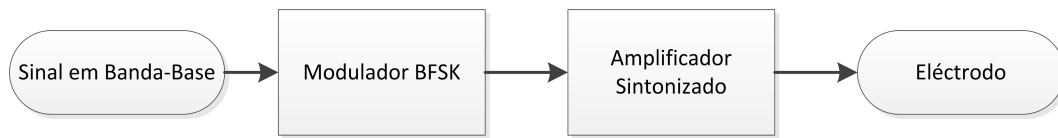


Figura 4.14: Diagrama de blocos do emissor

É necessário ter em conta que o eléctrodo é comum à recepção e à transmissão, pelo que o emissor não pode carregar o receptor, mantendo a sua capacidade de entrada o mais baixa possível. Torna-se imperativo ter algum cuidado na implementação deste, garantindo que o transmissor não afecta de qualquer forma o receptor ou vice-versa.

#### 4.2.1 Modulação BFSK

Quando se utiliza uma modulação em frequência faz-se variar a frequência da portadora em função de um sinal modulante. No caso particular da modulação BFSK (ver figura 4.15), o sinal modulante é um sinal digital binário, sendo que este faz variar a frequência da portadora entre dois valores discretos bem definidos, podendo-se dizer que para transmitir um “1” a frequência do sinal modulado corresponde a  $f_1 = f_p + \Delta_f$  e para transmitir um “0” a frequência do sinal modulado corresponde a  $f_0 = f_p - \Delta_f$ , onde  $\Delta_f$  é o desvio de frequências utilizado.

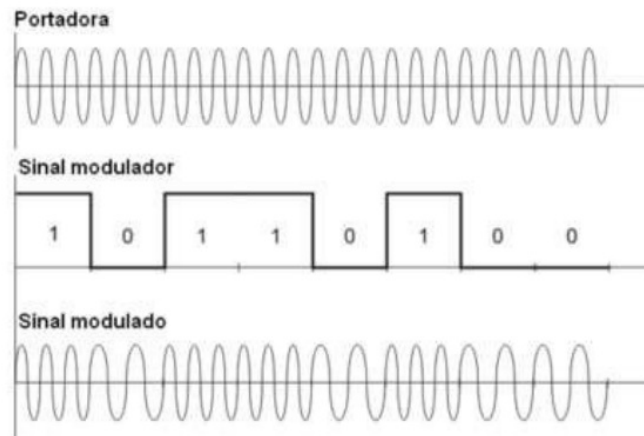


Figura 4.15: Modulação BFSK[49]

Esta técnica de modulação foi escolhida, não só devido à sua facilidade de implementação, mas também por possuir uma maior imunidade ao ruído aditivo do que, por exemplo, a modulação ASK (*Amplitude Shift Keying*) [40].

### 4.2.2 Modulador

Numa primeira abordagem pensou-se implementar o modulador de acordo com o esquema da figura 4.16, no qual o sinal binário em banda-base escolhe uma de duas portadoras de amplitudes iguais. É fácil verificar que utilizando uma implementação deste género não é garantida continuidade de fase nas transições, gerando componentes de frequência indesejáveis. São também necessários dois osciladores com frequência na ordem dos MHz, apresentando um consumo de corrente extra.

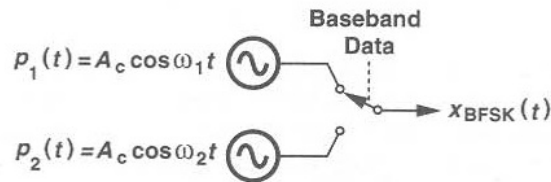


Figura 4.16: Modulador BFSK [46]

Na implementação do receptor constatou-se que o *mixer* que é normalmente utilizado para efectuar uma conversão do sinal recebido para frequências mais baixas não é necessário, o que possibilita uma implementação diferente do modulador. Pode-se então efectuar uma modulação em baixa frequência e de seguida uma conversão de frequência do sinal modulado para uma frequência mais elevada (*up-conversion*) utilizando o *mixer* disponível no SA636 para esse efeito. Esta modulação de baixa frequência pode ser feita recorrendo ao uso de módulos internos do microcontrolador, que por si só evita o uso de osciladores externos, poupando quer no consumo quer em área ocupada na PCB.

Então, utiliza-se o módulo *output compare* do microcontrolador, funcionando em modo PWM (*Pulse-Width Modulation*), conjugado com a função de *input change notification* dos pinos de I/O (*Input/Output*), para efectuar a modulação BFSK de baixa frequência. Esta função permite gerar um pedido de interrupção em resposta a uma mudança de estado no pino de entrada seleccionado. Aplicando então o sinal binário a enviar (sinal modulante) ao pino configurado com a função referida, é gerado um pedido de interrupção a cada transição (zero para um ou um para zero) do sinal modulante e, na rotina de serviço que atende esta interrupção (ISR), é alterada a frequência do PWM entre dois valores definidos, dando origem ao sinal modulado. Como é óbvio, o *duty-cycle* é mantido sempre a 50%. Na figura 4.17 encontra-se o diagrama de blocos do modulador BFSK implementado com recurso ao microcontrolador.

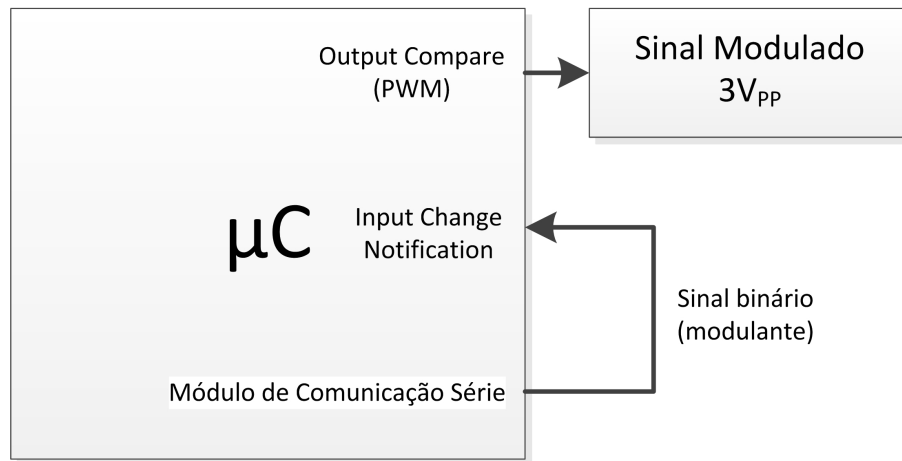


Figura 4.17: Diagrama de blocos do modulador BFSK implementado

Esta abordagem possui como desvantagem o facto de o sinal modulado ser quadrado e não sinusoidal, sendo que este possui um espectro muito disperso (uma risca à frequência fundamental mais as riscas das suas harmónicas), ao contrário de um sinal sinusoidal puro, que é apenas uma risca.

As frequências utilizadas na modulação de baixa frequência serão determinadas seguidamente, após explicação do funcionamento da operação de *up-conversion*.

### 4.2.3 *Up-Conversion Mixer*

Explicado o funcionamento do modulador baseado nos módulos internos do microcontrolador, é necessário efectuar a conversão de frequência do sinal BFSK para frequências mais elevadas de forma a que este fique centrado em 10.7MHz, utilizando o *mixer* disponível do SA636 para o efeito. Relembrando que o SA636 é um receptor de FM, cujo *mixer* é normalmente utilizado para converter sinais de amplitude muito reduzida para frequências mais baixas, torna-se necessário determinar qual a amplitude máxima para a qual o *mixer* funciona de forma correcta. Então, para colocar o sinal modulado ( $3V_{pp}$ ) dentro da gama de amplitudes de funcionamento do *mixer* é necessário atenuá-lo. Para este efeito utiliza-se o circuito da figura 4.18, não só para atenuar, mas também para aplicar alguma filtragem ao sinal modulado.

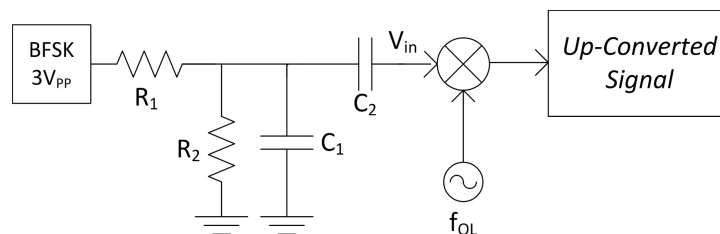


Figura 4.18: Atenuador e filtro passa-banda

Os valores dos componentes utilizados no circuito anterior serão otimizados com recurso a simulações e verificação experimental em placa branca, cujos resultados são apresentados no capítulo 6.

O sinal modulado, após filtragem e atenuação, é aplicado ao *mixer* sendo feita a conversão de frequência explicada na figura 4.19, designada de *double sideband up-conversion*.

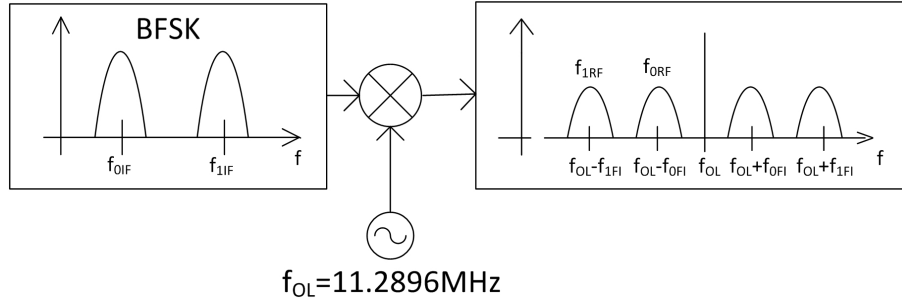


Figura 4.19: Conversão de frequência

Nesta operação são multiplicados no *mixer* o sinal gerado no oscilador local e o sinal de frequência intermédia, ao qual se quer aumentar a frequência, produzindo à sua saída um sinal com componentes de frequência iguais à soma e à subtracção das frequências dos sinais multiplicados, daí a designação *double sideband*. Utilizando um oscilador local com frequência de 11.2896MHz, superior à frequência central pretendida, a banda de frequências de interesse é a banda inferior, correspondente à subtracção de frequências. Sendo assim, filtrando a banda superior, obtêm-se as seguintes relações entre frequências:

$$f_{1RF} = 10.6\text{MHz} \Leftrightarrow 10.6\text{MHz} = f_{OL} - f_{1IF} \Leftrightarrow f_{1IF} = 689.6\text{KHz} \quad (4.12)$$

$$f_{0RF} = 10.8\text{MHz} \Leftrightarrow 10.8\text{MHz} = f_{OL} - f_{0IF} \Leftrightarrow f_{0IF} = 489.6\text{KHz} \quad (4.13)$$

Perante isto, sempre que se verifica uma transição de zero para um no sinal modulante, a frequência do PWM deve ser alterada para 4.12, por outro lado, caso ocorra a transição contrária, a frequência do PWM deve ser alterada para 4.13.

De forma a compreender melhor o funcionamento da conversão de frequência, é apresentado o espectro de frequência do sinal BFSK de baixa frequência (figura 4.20) e o espectro do sinal após se efectuar a conversão (figura 4.21).

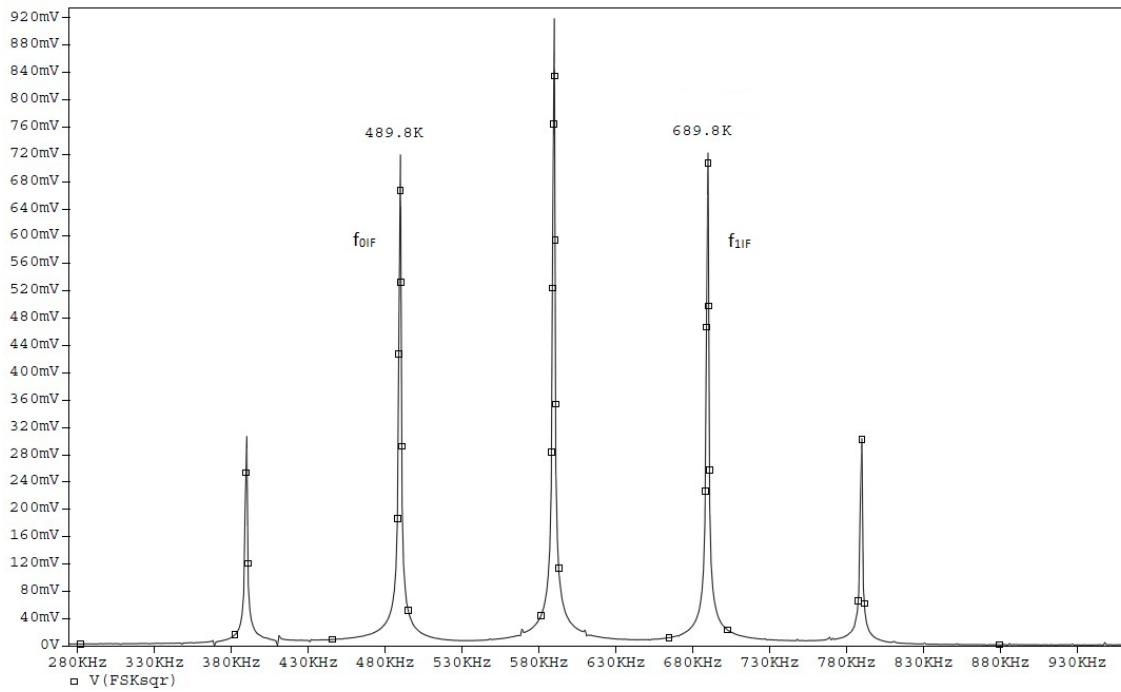


Figura 4.20: Espectro de frequência do sinal modulado antes da conversão

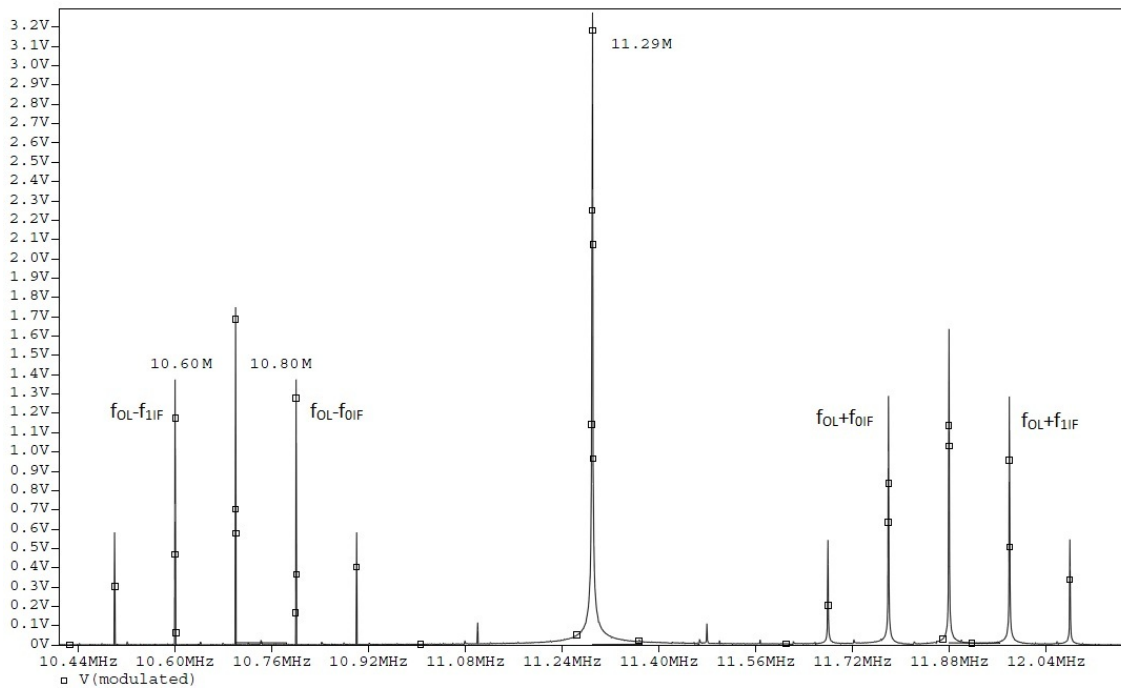


Figura 4.21: Espectro de frequência do sinal modulado após conversão

Estes espectros foram obtidos por simulação, onde o sinal em banda-base é uma onda quadrada

com frequência de 100KHz e as frequências utilizadas na modulação de baixa frequência e no oscilador local são aquelas que foram determinadas anteriormente, de forma a que após se efectuar a conversão de frequência o sinal modulado se encontre centrado em 10.7MHz. Como é bem visível, o sinal modulado convertido possui duas bandas centradas em  $f_{OL}$ , onde a banda superior corresponde à soma das frequências e a banda inferior corresponde à subtracção das frequências. A banda de interesse é banda inferior, pois é nela que o sinal se encontra centrado em 10.7MHz.

Para a obtenção da banda inferior do sinal utiliza-se o filtro cerâmico de 10.7MHz igual ao do receptor, faltando apenas a implementação de um andar de amplificação antes de aplicar o sinal ao eléctrodo. Muito embora a largura de banda do sinal BFSK seja dada pela equação 4.14, onde  $\Delta f$  é o desvio de frequência e  $B$  a largura de banda do sinal modulante, esta irá estar sempre limitada pela banda de passagem do filtro cerâmico (280KHz).

$$LB = 2\Delta f + 2B \quad (4.14)$$

De modo a verificar o impacto das harmónicas do sinal transmitido no receptor, é feito um estudo onde se calculam as frequências do sinal modulado após se efectuar a conversão de frequência, considerando as frequências fundamentais do sinal BFSK de baixa frequência ( $f_0$  e  $f_1$ ) e considerando também a segunda e terceira harmónicas ( $3f_0$ ,  $3f_1$ ,  $5f_0$  e  $5f_1$ ). A apresentação de resultados é feita na tabela 4.1.

Tabela 4.1: Estudo das harmónicas do sinal transmitido

$f_{OL}(MHz)$	$f_0(Hz)$	$f_1(Hz)$	$3f_0(Hz)$	$3f_1(Hz)$	$5f_0(Hz)$	$5f_1(Hz)$	$-(Hz)$	$+(Hz)$
11.2896	489.6K	—	—	—	—	—	10.8M	11.78M
	—	689.6K	—	—	—	—	10.6M	11.98M
	—	—	1.469M	—	—	—	9.82M	12.76M
	—	—	—	2.069M	—	—	9.22M	13.36M
	—	—	—	—	2.448M	—	8.84M	13.74M
	—	—	—	—	—	3.448M	7.84M	14.74M

A segunda harmónica ( $f = 3 \times f_{fundamental}$ ) é a que poderá ser mais problemática, uma vez que após a conversão de frequência, pode-se encontrar dentro da banda de passagem do filtro cerâmico. Sabendo que o filtro possui frequência central de 10.7MHz e largura de banda de 280KHz, a sua banda de passagem situa-se no intervalo  $[10.56MHz; 10.84MHz]$ . Segundo os cálculos efectuados, apresentados na tabela 4.1, nenhuma das harmónicas se situa na banda de passagem após a conversão de frequência. Consultando a resposta em frequência do filtro, exposta na figura 4.6, pode-se afirmar que à frequência das segundas harmónicas ( $3f_0$  e  $3f_1$ ) este apresenta atenuações entre os 30dB e os 40dB. A utilização do filtro cerâmico revela-se muito importante, não apenas pela diminuição do ruído, mas também pela atenuação das harmónicas que poderiam interferir na recepção do sinal no SA636.



#### 4.2.4 Amplificador Sintonizado

Para finalizar a implementação ao nível do *hardware* da camada física do *transceiver*, implementou-se o amplificador sintonizado cujo esquema se encontra na figura 4.22. O transistor escolhido é o BFR520 da NXP [43], onde as razões que levaram à sua utilização passam pela sua largura de banda, o seu elevado ganho de potência e o baixo ruído. O seu uso é aconselhado nas mais variadas aplicações de RF, sendo assegurada uma grande fiabilidade [43].

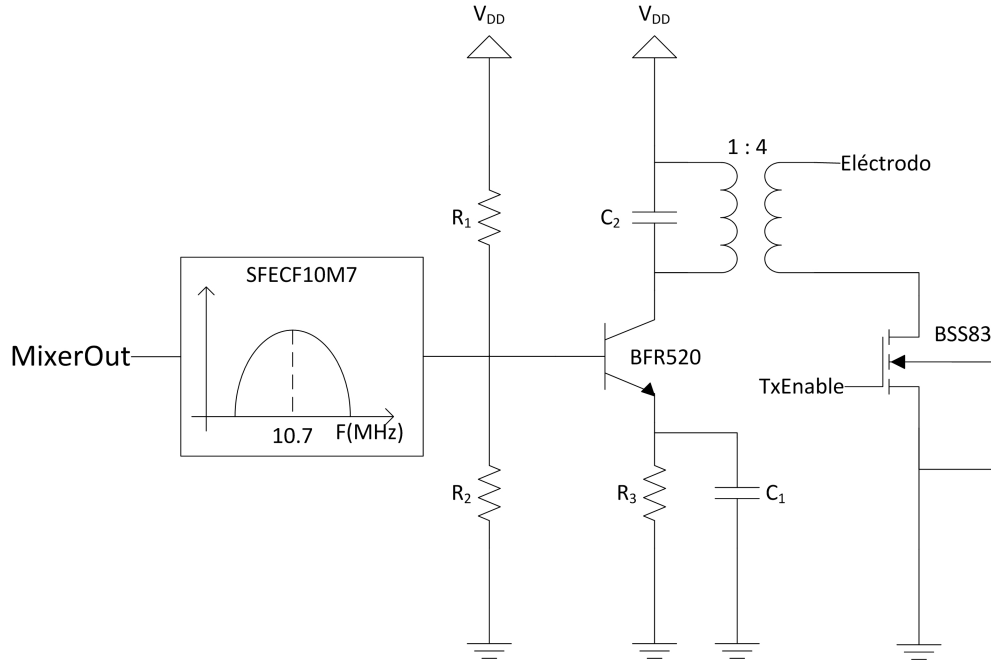


Figura 4.22: Amplificador sintonizado com transformador

A polarização do transistor é feita utilizando um divisor resistivo constituído pelas resistências  $R_1$  e  $R_2$ , sendo a tensão de base do transistor dada por 4.15 e a corrente de colectador por 4.16.

$$V_B = V_{DD} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1.5V \quad (4.15)$$

$$I_C = \frac{V_B - V_{BE}}{R_3} = \frac{V_B - 0.7}{R_3} \quad (4.16)$$

No colectador do transistor tentou-se implementar um transformador sintonizado possibilitando desta forma, não só amplificar uma faixa de frequências adjacentes à sua frequência de ressonância, mas também fornecer uma amplitude de tensão superior à de alimentação, dependendo da sua relação de transformação. Tentou-se contruir o transformador elevador com relação de transformação 1:4, utilizando uma ferrite toroidal e fio relativamente fino para bobinar o primário e o secundário. Com recurso a um medidor de indutâncias, fez-se um cálculo aproximado para

determinar a indutância por espira (equação 4.17) para a ferrite utilizada.

$$L_{\text{espira}} = \frac{L_{\text{medida}}}{\sqrt{n_{\text{espiras}}}} \quad (4.17)$$

Uma vez que a sintonia é feita com recurso a um condensador variável, bobinou-se o primário de forma a garantir que a indutância deste permita a sintonia do transformador. Considerando que a gama de variação do condensador é de 5pF a 30pF, a indutância do primário deverá ser próxima de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Leftrightarrow L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C} = 12\mu H \quad (4.18)$$

Esta implementação não alcançou os resultados esperados em termos de amplitude do sinal, não se obtendo nenhuma vantagem com o seu uso. Utilizaram-se diferentes ferrites e diferentes relações de transformação na construção do transformador, mas em nenhum deles se obteve resultados que tornassem relevante o seu uso. Este facto pode ser resultado da elevada capacidade parasita do transformador, pelo que se pôs de parte esta opção e se utilizou apenas um circuito ressonante no colector do transistor, com uma bobina em paralelo com o condensador variável, constituindo da mesma forma um amplificador sintonizado (figura 4.23).

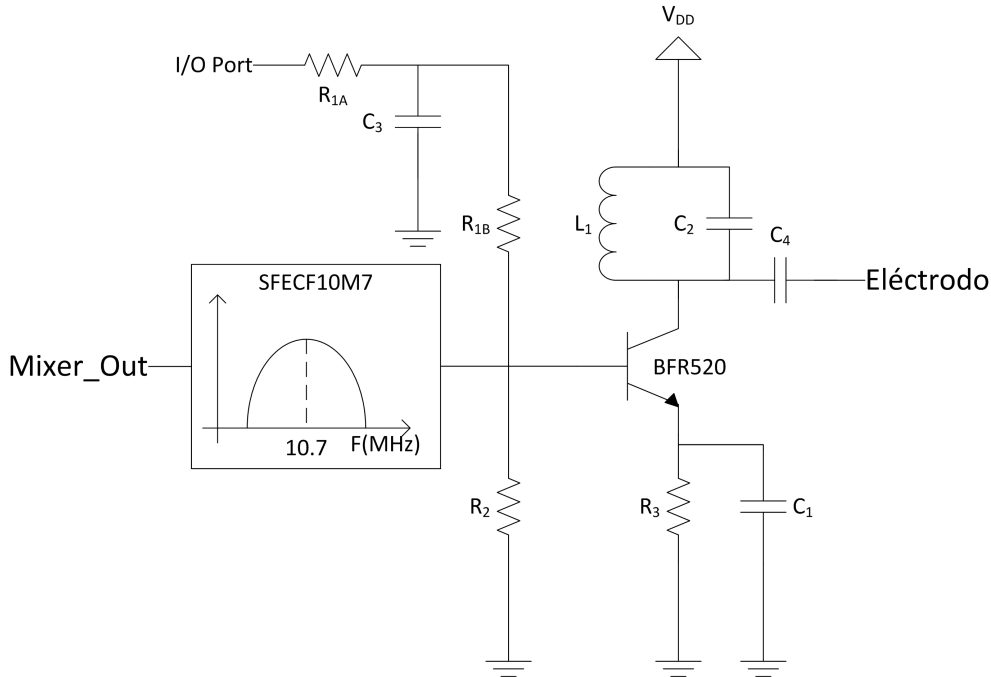


Figura 4.23: Amplificador sintonizado sem transformador

Desta forma não se obtêm tensões tão elevadas como seriam, teoricamente obtidas, caso se utilizasse o transformador, ainda assim, devido à presença da bobina no colector do transistor, a

tensão máxima pode ser superior à tensão de alimentação.

Sendo o eléctrodo comum à recepção e à transmissão, em vez de se ligar a fonte de alimentação ao divisor resistivo que polariza a base do transistor, ligou-se um pino de I/O do microcontrolador. Assim, quando o *transceiver* se encontra em modo de recepção, o emissor é desligado, cortando o transistor. Utilizando resistências de polarização relativamente elevadas, a corrente necessária é reduzida, muito inferior à máxima fornecida por cada pino do microcontrolador.

Dado que o emissor se encontra sintonizado em 10.7MHz, o circuito ressonante que se encontra ligado ao eléctrodo não prejudica de forma alguma a recepção, efectuando sim alguma filtragem adicional.

Seguidamente apresentam-se as respostas em frequência do amplificador sintonizado utilizado no emissor, sendo que na figura 4.24 é apresentada a resposta do amplificador sem o filtro cerâmico, enquanto que na figura 4.25 é simulado o mesmo amplificador, mas com o filtro cerâmico entre o sinal modulado e a base do transistor.

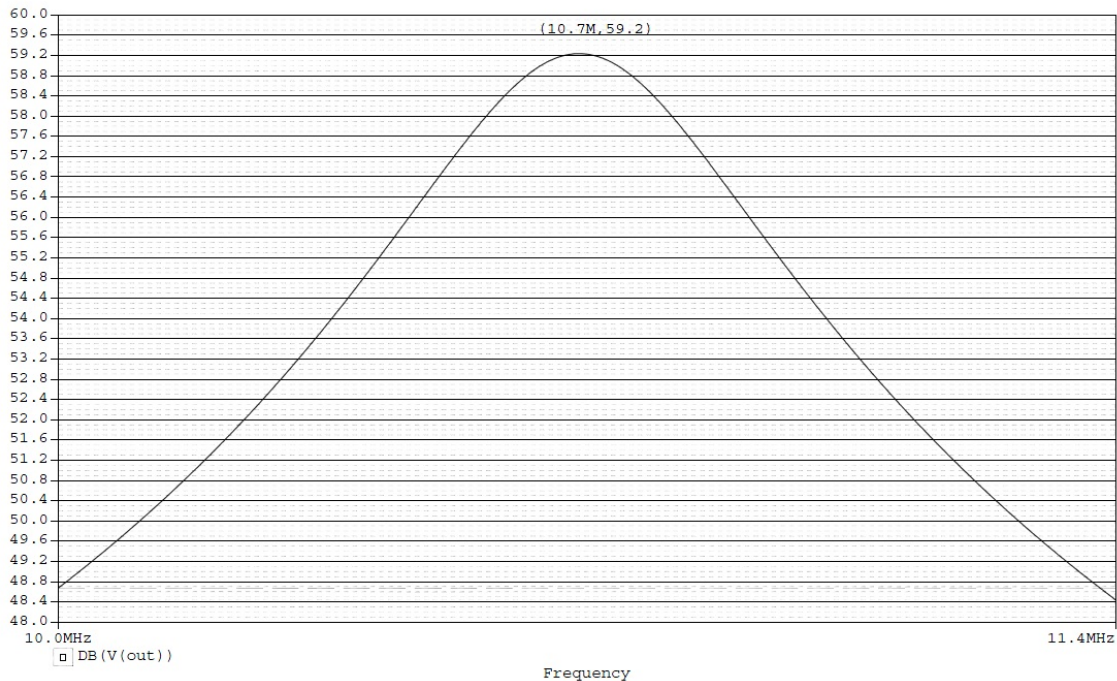


Figura 4.24: Resposta em frequência do amplificador sintonizado

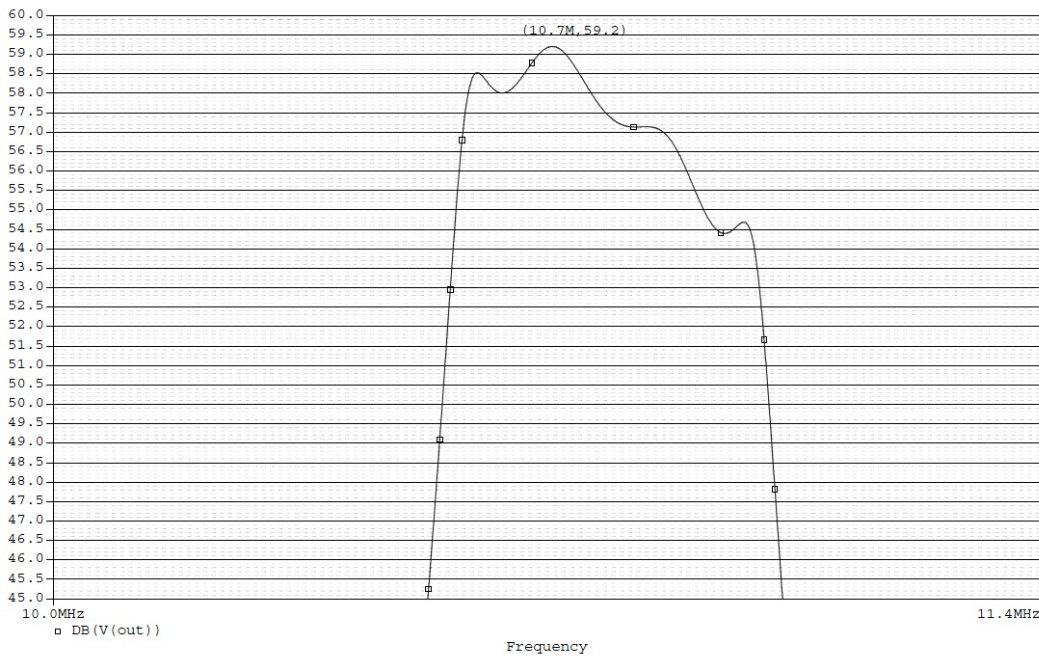


Figura 4.25: Resposta em frequência do amplificador sintonizado com filtro cerâmico

Através da observação das duas imagens conclui-se que os ganhos são em tudo semelhantes e que a grande diferença se prende na gama de frequências que é realmente amplificada (muito mais estreita no segundo caso). O uso do filtro cerâmico é de grande importância, já que apenas se amplifica a banda inferior do sinal modulado. Todo o sinal e ruído fora dessa gama de frequências é fortemente atenuado.

### 4.3 Microcontrolador

Explicada a implementação do receptor e emissor do *transceiver*, torna-se evidente que o uso de um microcontrolador é importante no desenvolvimento deste, não sendo utilizado apenas para gerar o sinal em banda-base a transmitir, mas também para implementar alguns blocos constituintes do receptor e do emissor. A escolha deste foi baseada nos módulos do microcontrolador que efectivamente são utilizados no desenvolvimento desta arquitectura, no consumo e na possibilidade de remapear pinos de I/O. Ainda em relação à escolha do microcontrolador, pensou-se utilizar um que implemente o protocolo de comunicação CAN (*Controller Area Network*), desenvolvido em 1985 pela *Bosch* [27]. O uso deste protocolo de comunicação facilita muito uma possível integração deste *transceiver* numa rede de sensores, visto que já tem implementada a camada de ligação de dados, essencial para uma comunicação robusta e fiável.

O microcontrolador escolhido foi o PIC24HJ128GP502 já que possui todos os módulos necessários à implementação do *transceiver* e uma contagem de pinos baixa, relativamente a outros da

mesma série, o que também poupa algum espaço na PCB.

#### 4.3.1 *Controller Area Network*

A razão da escolha deste protocolo prende-se então no facto de já ter implementada a camada de ligação dados definida pelo modelo OSI (*Open Systems Interconnection*). A figura 4.26 mostra a estrutura dividida em camadas presente num nó de uma rede CAN.

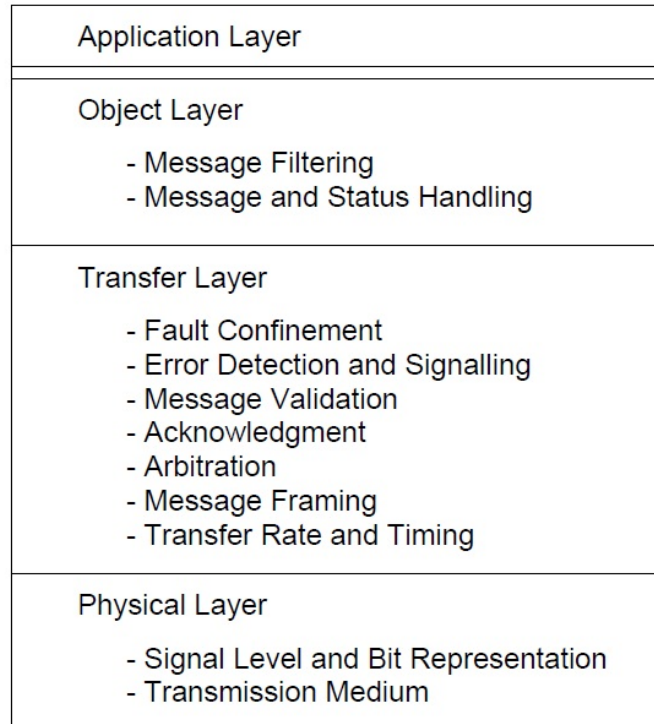


Figura 4.26: Estrutura em camadas de um nó CAN[12]

Cada nó presente na rede pode enviar e receber mensagens, mas não em simultâneo, sendo que quando dois nós tentam enviar uma mensagem em simultâneo, apenas a mensagem com prioridade mais elevada é enviada enquanto a outra é cancelada. Este mecanismo de estabelecimento baseia-se na técnica *bit* dominante/recessivo, ou seja, quando um nó está a enviar o campo identificador (figura 4.27) e detecta no barramento um *bit* dominante quando envia um recessivo perde a arbitragem e cancela o envio da mensagem. A mensagem não é enviada para um nó apenas e sim para todos os nós presentes na rede. Cabe a cada nó decidir o que fazer com a mensagem recebida, baseando-se para isso no identificador recebido.

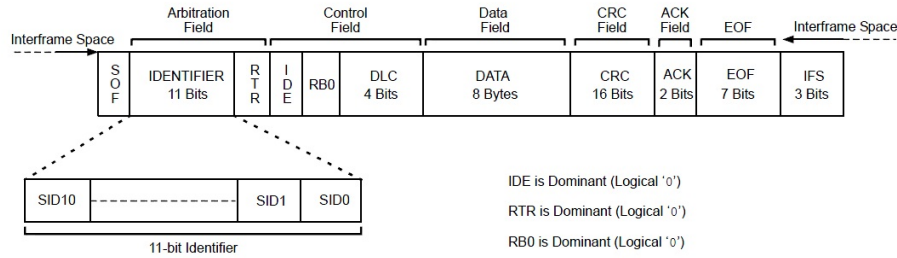


Figura 4.27: Estrutura da trama CAN [37]

No protocolo encontram-se definidas cinco formas de detecção de erros, o erro de *bit*, o erro de *acknowledge*, o erro de forma, o erro de *bit stuffing* e o erro de CRC (*Cyclic Redundancy Check*).

O erro de *bit* é detectado quando um nó transmite um *bit* com um determinado valor, mas detecta um *bit* de valor diferente. Esta detecção é possível dado que todos os nós presentes na rede efectuem monitorização ao barramento.

Relativamente ao erro de *acknowledge*, quando uma mensagem é enviada, todos os nós que a receberem correctamente enviam um *acknowledge*, que não é mais que impor um *bit* dominante no barramento no instante correspondente ao envio do campo ACK (dois *bits* recessivos). Caso o emissor não detecte nenhum *bit* dominante nesse intervalo de tempo, assume que a mensagem não foi recebida correctamente. Desta forma, é gerado um erro de *acknowledge*, sendo a mensagem enviada novamente.

Um erro de forma ocorre sempre que um campo que possui um *bit* ou conjunto de *bits* pré-definidos (o delimitador do CRC, o campo de *acknowledge* e o campo sinalizador de fim de trama), possui um ou mais *bits* ilegais.

O erro de *bit stuffing* ocorre se um nó detecta, na zona da trama onde se utiliza a técnica de *bit stuffing*<sup>4</sup> (desde o campo de início de trama até ao campo de *acknowledge*), seis *bits* consecutivos de valor igual.

No campo de CRC é enviado um *checksum* de 16 *bits*, calculado com base na sequência de *bits* desde o início da trama até ao fim do campo de dados. Este é calculado novamente no receptor, e, caso não coincida com o valor recebido, ocorre um erro de CRC, descartando a mensagem recebida.

Todas estas formas de detecção de erros garantem uma probabilidade de falha de detecção de mensagem corrompida muito reduzida, assim sendo, seria de todo aconselhado o seu uso neste projecto [12].

Em relação ao *hardware* implementado no *transceiver*, este não permite efectuar a técnica de *bit* dominante/recessivo utilizada no CAN, sendo desta forma impossível utilizar o processo

<sup>4</sup>A técnica de *bit stuffing* utilizada consiste em introduzir um *bit* complementar sempre que se detecta uma sequência de cinco *bits* consecutivos de igual valor, garantindo que não se verificam longas sequências sem transições no sinal.

de arbitragem que se encontra definido neste protocolo. Após efectuar alguns testes, chegou-se à conclusão que era possível enviar mensagens CAN de um *transceiver* para o outro, mas o *acknowledge* gerado pelo *transceiver* receptor nunca é recebido pelo emissor, entrando num ciclo infinito de erros de *acknowledge*, enviando continuamente a mesma mensagem. Tentou-se contornar este problema configurando o módulo em modo *loopback*, onde é gerado internamente um *dummy acknowledge*, mas neste modo a ligação entre o pino emissor e o pino receptor é feita internamente, pelo que não se tem acesso à mensagem, impossibilitando desta forma a sua transmissão.

Apesar de ser um protocolo muito robusto, com várias técnicas de detecção de erro, que simplificaria muita da implementação em termos de camada de ligação de dados, devido à incapacidade de contornar o erro de *acknowledge* o seu uso neste projecto fica desta forma comprometido.

Dado que a utilização do módulo de CAN do microcontrolador fica posta de parte, decidiu-se utilizar a UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*) para gerar as sequências de *bits* a transmitir, sobre a qual se irá implementar um protocolo simples que permita o mínimo de fiabilidade na comunicação.

## 4.4 Alimentação

Relativamente à alimentação do *transceiver*, já foi referido que é utilizada uma pilha recarregável do tipo botão (LIR2032) e um regulador de tensão com baixa tensão de *dropout*<sup>5</sup>, com tensão de saída fixa igual a 3V. O regulador escolhido é o TLV70030 da *Texas Instruments* [29], sendo aconselhado o seu uso nos mais variados equipamentos portáteis, tais como leitores de MP3, *smartphones*, entre outros. Este possui uma corrente quiescente muito reduzida e apresenta uma excelente performance transiente. Estas características combinadas com o baixo ruído à saída, o grande rácio de rejeição da tensão de alimentação e baixa tensão de *dropout*, torna-o uma escolha viável para qualquer equipamento de RF alimentado a bateria [29].

É recomendado o uso de condensadores ( $0.1\mu F - 1.0\mu F$ ) à entrada e à saída do regulador de forma a garantir estabilidade, melhorar a resposta transiente, assim como rejeição de ruído e de *ripple* [29]. Na figura 4.28 é possível ver o esquema do regulador, sendo que este regula a tensão proveniente da bateria, fornecendo uma tensão regulada de 3V a todos os componentes constituintes do *transceiver*.

---

<sup>5</sup>Tensão de *dropout* é a mínima diferença de tensão entre a entrada e a saída para a qual a tensão à saída do LDO continua regulada

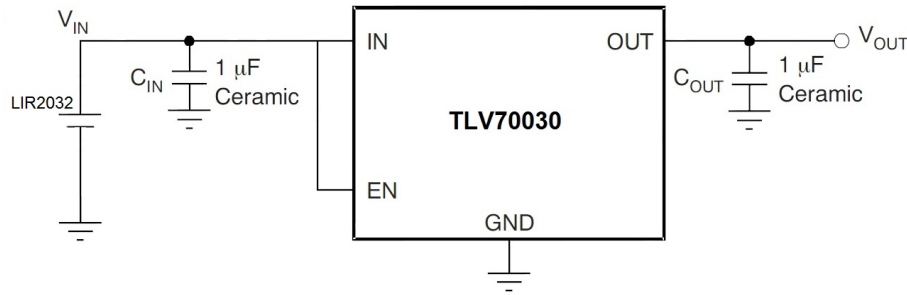


Figura 4.28: Regulador de tensão[29]

## 4.5 *Layout*

Apresentados todos os circuitos e componentes que constituem o *transceiver*, é importante referir as directrizes que foram seguidas no *layout* das PCB, sendo este tão importante como a prototipagem dos circuitos na garantia de obter uma boa performance global.

Relativamente à escolha dos *packages* dos componentes discretos e dos circuitos integrados, procurou-se seguir um compromisso entre área ocupada e facilidade de assemblagem em PCB.

Apesar de se utilizar o SA636 para implementar um receptor de conversão directa, funcionando a uma frequência relativamente baixa, é recomendado um *layout* optimizado para RF, de modo a evitar os problemas que podem surgir devido aos ganhos envolvidos da secção de FI. Então, para optimizar o *layout* da PCB, devem-se seguir as seguintes directrizes (baseadas em [14] e [20]):

- Manter as pistas o mais curtas possível, de modo a minimizar os efeitos de elementos parasitas;
- Utilizar um plano de massa contínuo na camada inferior, para garantir uma máxima capacidade de acoplamento entre as pistas da camada superior e o *ground*;
- Minimizar a capacidade de acoplamento entre pistas, principalmente onde se verifica um elevado ganho entre elas, afastando-as, ou utilizando blindagem;
- Utilizar condensadores de desacoplamento com frequência de ressonância superior à frequência do sinal a desacoplar e colocá-los o mais próximo possível dos pinos a desacoplar;
- Manter as ligações de componentes ao *ground* curtas, utilizando vias, uma por cada componente para evitar *cross talk*;
- Se possível, utilizar uma PCB fina, que permita utilizar vias mais curtas e aumentar a capacidade de acoplamento das pistas da camada superior para o *ground*.

Segundo as directrizes assinaladas, desenharam-se os circuitos eléctricos expostos neste capítulo, cujo esquema final se encontra no apêndice C. A produção das PCB ficou a cargo de uma empresa



externa ao departamento. As grandes vantagens desta escolha, para além da sua qualidade superior, são a facilidade de assemblagem dos componentes e o facto de as vias de ligação ao *ground* já se encontrarem feitas.

Produziram-se duas PCB por *transceiver*, sendo que numa delas consta toda a electrónica digital, onde estão os sinais de mais baixa frequência (figura 4.29) e na outra consta toda a electrónica de “RF”, a bateria e o regulador de tensão (4.30).

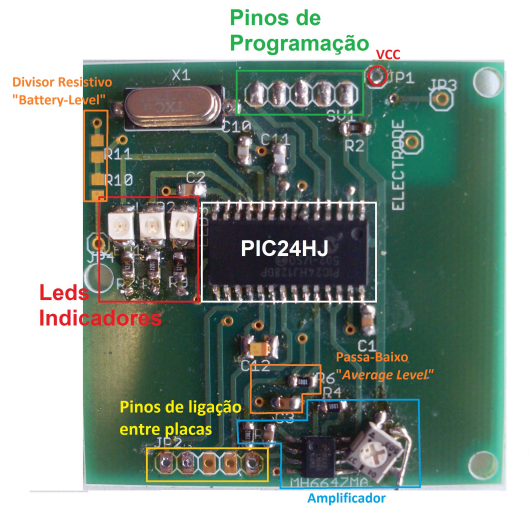


Figura 4.29: PCB do microcontrolador

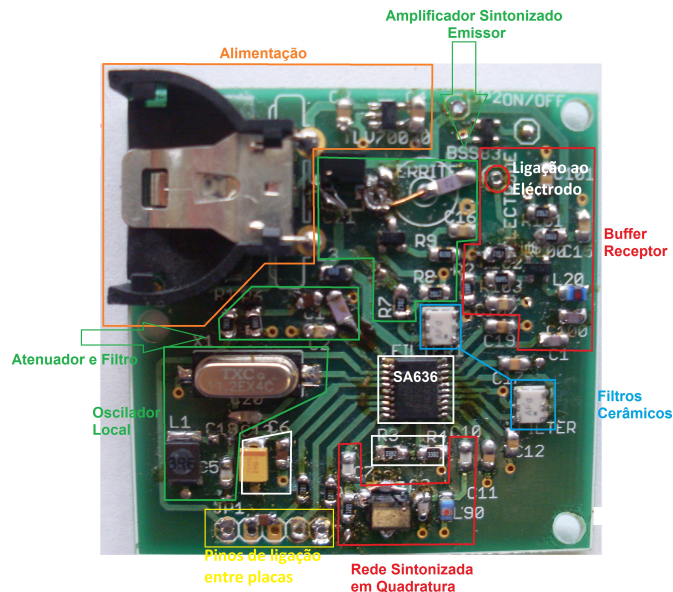


Figura 4.30: PCB do SA636

No capítulo 6 mostra-se o resultado final, após colocar ambas as placas num só dispositivo,

onde a PCB do SA636 é a base do *transceiver* e a PCB do microcontrolador é colocada por cima, sendo fixas uma à outra com parafusos de plástico. Utilizam-se pinos metálicos para fazer as ligações necessárias entre ambas (alimentação, *ground* entre outros sinais).

## 4.6 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se a implementação do *hardware* do *transceiver*. Tentou-se desenvolver uma camada física robusta, de forma a permitir uma transmissão de *bits* com taxa de erros muito reduzida, até uma certa distância que se poderá chamar de limiar. A partir dessa distância, o nível de sinal recebido é tão reduzido que a amplitude do ruído se sobrepõe a este, aumentando de forma abrupta a taxa de erros, impossibilitando a comunicação.

Pode-se ver na figura 4.31 o diagrama de blocos completo do *transceiver* implementado.

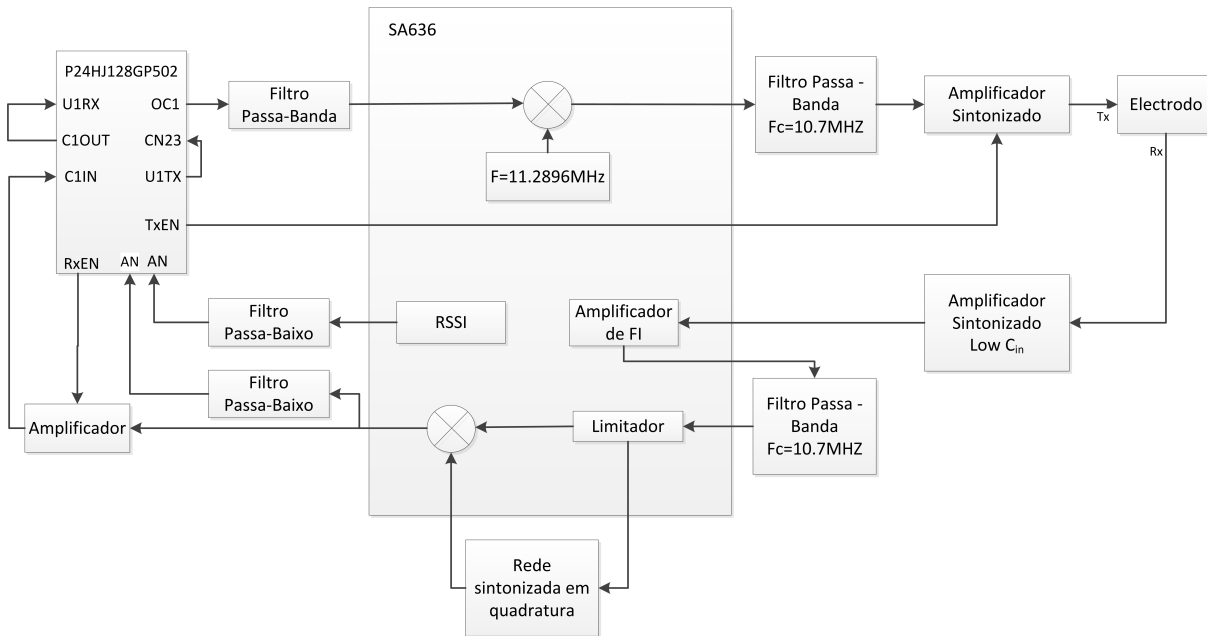


Figura 4.31: Diagrama de blocos do transceiver

Resumidamente, o microcontrolador gera a sequência de *bits* a transmitir, utilizando a UART como módulo de comunicação, e reencaminha-a para um pino de entrada configurado com a função *input change notification* (CN23). O pino de saída do módulo *output compare* fornece um sinal PWM com *duty-cycle* de 50%, cuja frequência varia entre dois valores definidos, sendo que esta muda de valor a cada transição na sequência a transmitir, obtendo-se assim o sinal modulado. Este sinal é filtrado, de forma a eliminar componentes de alta e baixa frequências, atenuado e aplicado ao *mixer*. De seguida é convertido para frequências mais elevadas, utilizando o *mixer*, um oscilador local com frequência de 11.2896MHz e um filtro cerâmico para filtrar a

banda superior do sinal resultante. Finalmente, o sinal BFSK centrado em 10.7MHz é amplificado e aplicado ao eléctrodo.

Relativamente ao receptor, o sinal é aplicado ao amplificador de FI do SA636, utilizando um amplificador sintonizado como *buffer*. O sinal amplificado é então limitado e desmodulado, utilizando um detector de quadratura para o efeito. O sinal desmodulado é por sua vez amplificado, centrado e filtrado, sendo depois aplicado a um comparador interno do microcontrolador cuja saída é ligada ao pino de recepção da UART, para receber o sinal enviado inicialmente.

Ao longo de toda a implementação tentou-se manter o nível de complexidade reduzido, fornecendo desta forma um sistema de comunicação simples e funcional, ao qual se podem efectuar alterações no futuro, de modo a melhorar o seu desempenho.



## Capítulo 5

# Software Desenvolvido

### Sumário

Este capítulo apresenta de uma maneira geral todo o *software* desenvolvido para assegurar uma comunicação sem erros e bi-direccional entre os *transceivers*. São apresentados resumidamente os módulos do microcontrolador que foram utilizados e explicado o *software* necessário à sua configuração e correcta utilização.

Na figura 5.1 mostram-se os fluxogramas simplificados da configuração do *transceiver* em dois modos de funcionamento distintos, emissor e receptor.

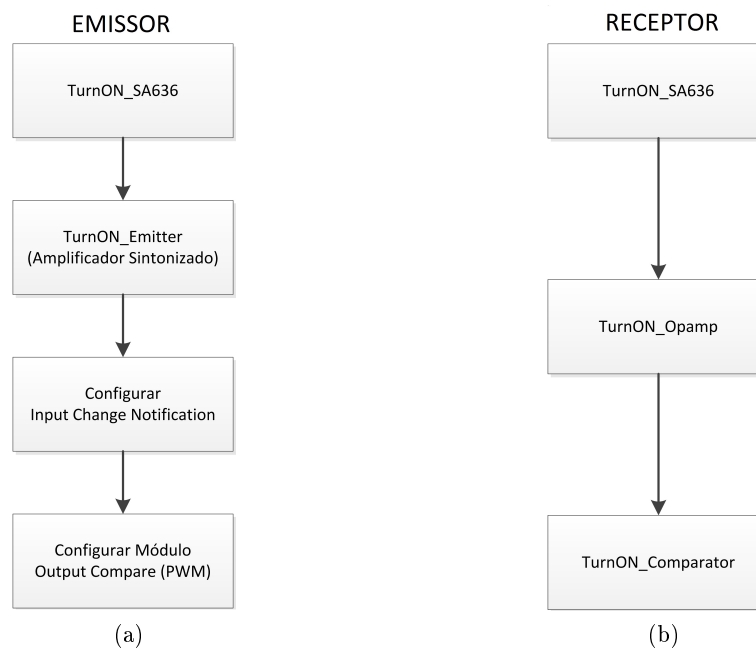


Figura 5.1: Fluxogramas simplificados: a) Emissor b) Receptor

Na parte final deste capítulo são apresentados fluxogramas mais completos, referentes ao *software* desenvolvido para a aplicação prática dos *transceivers*, nomeadamente para a aquisição e envio do sinal de ECG.

## 5.1 *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*

Primeiramente, devido à impossibilidade de utilizar o módulo CAN do microcontrolador, é necessário escolher um outro módulo de comunicação série com características compatíveis com o *hardware* do *transceiver*. Entre os módulos disponíveis no microcontrolador o único assíncrono, para além do CAN, é a UART.

Os módulos SPI e I2C são interfaces de comunicação série síncronas, onde é necessário o envio do sinal de relógio para efectuar o sincronismo entre dispositivos. Devido a esse facto, o seu uso neste *transceiver* não é exequível, dado que a implementação feita não permite a transmissão desses dois sinais paralelamente.

Relativamente à UART, sendo uma interface assíncrona, o receptor possui um mecanismo para efectuar a amostragem do sinal de entrada nos instantes certos. No modo de detecção exemplificado na figura 5.2, o sinal recebido é amostrado até ser detectada uma transição de “1” para “0” (*start bit*), indicando o início da trama. Neste modo, cada *bit* tem a duração de dezasseis períodos de relógio, sendo a amostragem feita na sétima, oitava e nona transições positivas do relógio. O valor do *bit* amostrado é decidido pela maioria, ou seja, o *bit* toma o valor que for amostrado duas ou três vezes naqueles instantes.

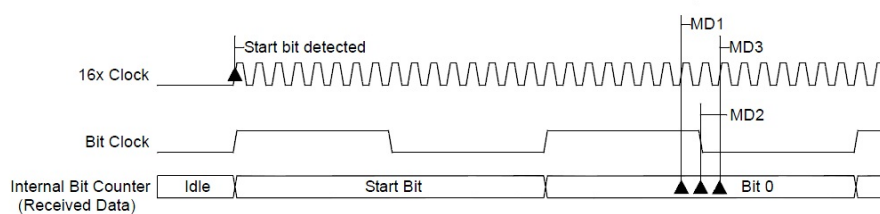


Figura 5.2: Instantes de amostragem [39]

Para que este método funcione é necessário que as interfaces de ambos os *transceivers* sejam configurados com o mesmo *baud rate*, o mesmo número de *bits* de dados, de *bits* paridade e de *stop bits* (ver trama completa na figura 5.3).

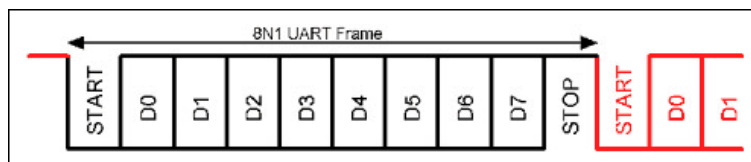


Figura 5.3: Trama UART [35]

Esta trama possui um *start bit*, oito *bits* de dados e um *stop bit*, mas poderia incluir um *bit* de paridade, mais um *stop bit*, e mais um *bit* de dados, dependendo das necessidades de utilização.

## 5.2 Camada Física

A camada física de um dispositivo de comunicação é responsável pela transmissão e recepção de sequências de *bits* através de um canal de transmissão. Neste dispositivo em particular, a transmissão de *bits* é feita com recurso ao corpo humano como canal de transmissão, onde a implementação de todo o *hardware* necessário para efectuar essa transmissão foi explicada em detalhe no capítulo 4.

A conexão entre os *transceivers* é *half-duplex*, onde ambos podem receber e transmitir dados, mas não em simultâneo. A sequência de dados a transmitir é gerada na UART, sendo esta um conjunto de dígitos binários, que após se efectuar a respectiva modulação poderá ser transmitida sobre o corpo humano com um mínimo de perdas.

Relativamente à UART, esta irá funcionar sem controlo de fluxo por *hardware* (pelas mesmas razões que levaram a não utilizar as interfaces síncronas), com oito *bits* de dados, um *start bit*, um *stop bit* e nenhum *bit* de paridade. Os dados são codificados em NRZ (*Non-Return-To-Zero*), onde o “1” corresponde a 3V e o “0” corresponde a 0V.

## 5.3 Camada de Ligação de Dados

Utilizando uma interface de comunicação série assíncrona, a detecção de início de trama e definição dos instantes de amostragem são críticos. No caso de envio de um *burst* de dados, uma detecção de início de trama errada pode provocar erros sucessivos nas tramas seguintes. Desta forma é imperativo implementar em *software* uma camada de ligação de dados, que permita a formação de tramas que possibilitem um aumento da robustez da comunicação e da sua capacidade de detecção de erros.

Esta camada deverá conferir segurança à transmissão de dados por parte da camada física, organizando a sequência de *bits* de dados em tramas estruturadas, contendo diferentes campos que forneçam informação extra ao destinatário da informação [24]. Dependendo da aplicação em causa, podem-se utilizar campos de início de trama, de identificação, de dados, de verificação de erros, entre outros.

Seguindo a ideia de manter um nível de complexidade reduzido, implementou-se um protocolo muito simples, onde a trama (figura 5.4) é constituída por um *byte* de sinalização de início de trama, dois *bytes* de dados e um *byte* de verificação de erros. É necessário garantir um intervalo de tempo mínimo entre tramas (“*idle*”), de modo a que a UART consiga detectar sempre o início de cada trama, independentemente de qualquer problema que ocorra na recepção da trama anterior.

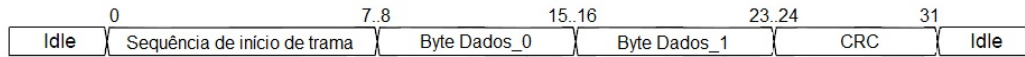


Figura 5.4: Trama

O *byte* de CRC, enviado na trama, é utilizado para detectar erros que ocorram durante todo o processo de transmissão de dados. Este é calculado no emissor, utilizando os *bytes* de dados e um polinómio gerador e é de seguida enviado na trama. No receptor calcula-se novamente o CRC, utilizando os bytes de dados recebidos e o mesmo polinómio gerador e é comparado com o *byte* recebido. Em caso de igualdade entre os *bytes* recebido e calculado, considera-se que não ocorreram erros de transmissão, ou seja, os dados recebidos são considerados válidos

Posto isto, implementou-se em *software* uma função para constituir e enviar a trama e uma função para processar as tramas recebidas, validando os *bytes* de dados caso não se verifique a ocorrência de erros.

### 5.3.1 *Cyclic Redundancy Check*

A detecção de erros tem especial importância nos casos em que a transmissão de dados entre dispositivos se encontra muito susceptível a ruído, permitindo ao receptor descartar dados inválidos. De entre os muitos métodos de detecção de erros (esquemas de paridade, *checksum*, CRC), aquele que apresenta uma maior complexidade e capacidade de detecção de erros é o CRC. Este método é largamente utilizado em redes LAN (*Local Area Network*) e WAN (*Wide Area Network*), constituindo um dos melhores esquemas de detecção de erros. A ideia básica deste método é tratar os dados como um número binário, dividi-lo por outro número binário fixo (polinómio gerador), onde o resto da divisão é enviado na trama juntamente com os dados para posteriormente permitir a detecção de erros no receptor [52].

Este processo pode ser efectuado por *hardware* ou *software*, mas uma vez que o microcontrolador contém um módulo de *hardware* específico para esse fim, torna-se dispensável a sua implementação em *software*, poupando desta forma largura de banda ao microcontrolador. Este módulo implementa um gerador de CRC configurável por *software* e encontra-se organizado em dois blocos lógicos (figura 5.5), um de controlo e um que efectua o cálculo do CRC propriamente dito, implementado com recurso a um *shift register* com a função ou exclusivo (XOR) [38].

O módulo efectua uma forma simplificada de um processo aritmético, utilizando a operação XOR booleana em detrimento da divisão binária. Os coeficientes do polinómio gerador são programados num registo específico assim como o seu comprimento. O resultado do cálculo efectuado é enviado juntamente na trama e comparado com um valor calculado da mesma forma, desta feita no receptor, utilizando os dados recebidos para o efeito. A comparação do valor recebido, com o calculado localmente permite a detecção de erros caso estes valores não sejam idênticos.



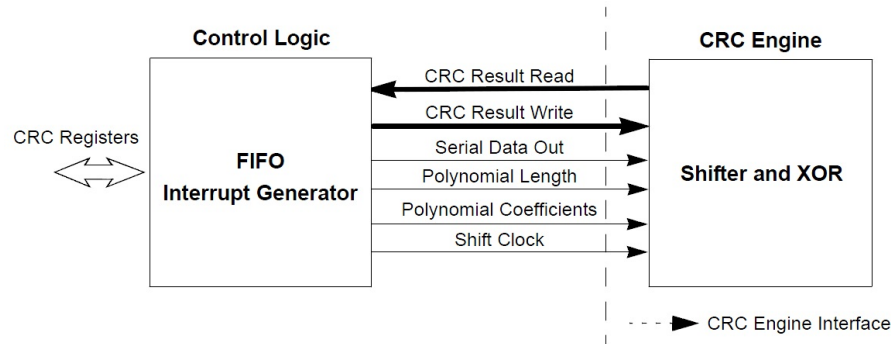


Figura 5.5: Diagrama de blocos do módulo gerador de CRC [38]

O funcionamento detalhado do módulo gerador encontra-se no *dsPIC33F/PIC24H Family Reference Manual, Section 36. Programmable Cyclic Redundancy Check (CRC)* [38].

## 5.4 Interface com o *Hardware*

Relativamente ao tipo de conexão entre os *transceivers* e dado que esta é *half-duplex*, tem de existir algum mecanismo que altere o modo de funcionamento do *transceiver* quando se pretende que funcione como receptor ou como emissor. As alterações a efectuar existem quer ao nível do *hardware*, quer ao nível do *software*. De forma a possibilitar uma mudança de modo de funcionamento, ligaram-se pinos de I/O às alimentações de alguns módulos de *hardware*, desta forma é possível ligá-los ou desligá-los, consoante a função que se pretende realizar (transmitir ou receber dados). Este mecanismo permite, não só alterar o modo de operação do *transceiver*, mas também optimizar o seu consumo, reduzindo-o a um mínimo. Na figura 5.6 é possível ver um esquema simplificado das ligações que foram feitas com esse objectivo, assim como os dois modos de funcionamento do *transceiver* e os respectivos módulos utilizados.

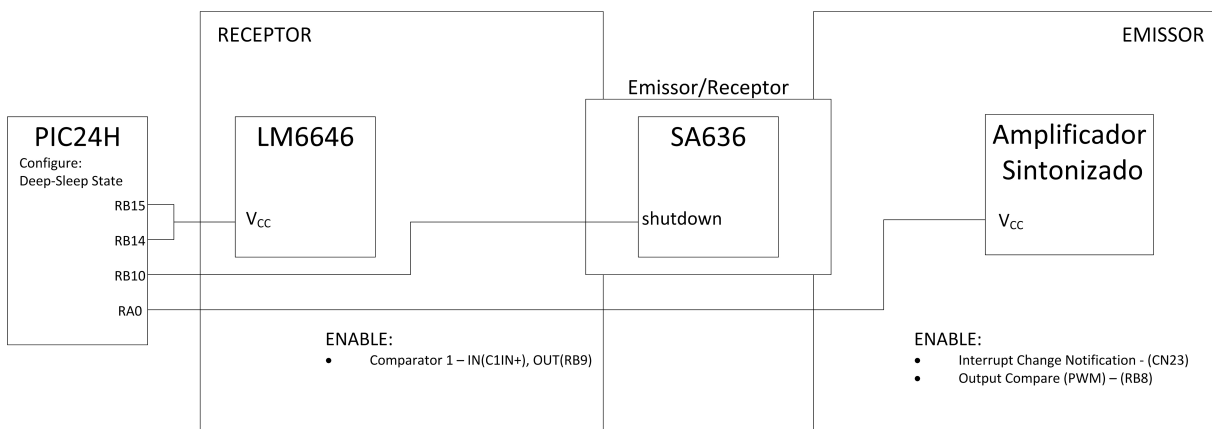


Figura 5.6: Diagrama de modos de funcionamento

Para configurar o *transceiver* no modo emissor é necessário configurar o módulo *output compare* em modo PWM, activar a função de *input change notification* no pino designado e ligar o amplificador sintonizado, alimentando as resistências que polarizam o transistor. O comparador interno do microcontrolador e o *opamp* utilizado para amplificar o sinal desmodulado encontram-se desligados, permitindo uma redução no consumo.

Para configurar o *transceiver* no modo receptor é necessário ligar o *opamp* (LMH6646), que amplifica o sinal desmodulado e o comparador interno do microcontrolador. Os módulos necessários no modo emissor devem ser desligados, nomeadamente o comparador de saída e o amplificador sintonizado. O funcionamento do comparador e respectivo módulo gerador da tensão de referência já foi explicado na secção 4.1.5, tornando-se apenas necessário explicar sucintamente o algoritmo desenvolvido, que permite de forma automática, a alteração da tensão de comparação em função do valor médio do sinal desmodulado (lido numa entrada de ADC). A figura 5.7 resume o *software* implementado para configurar o comparador e o módulo que gera a tensão de referência a utilizar nas comparações.

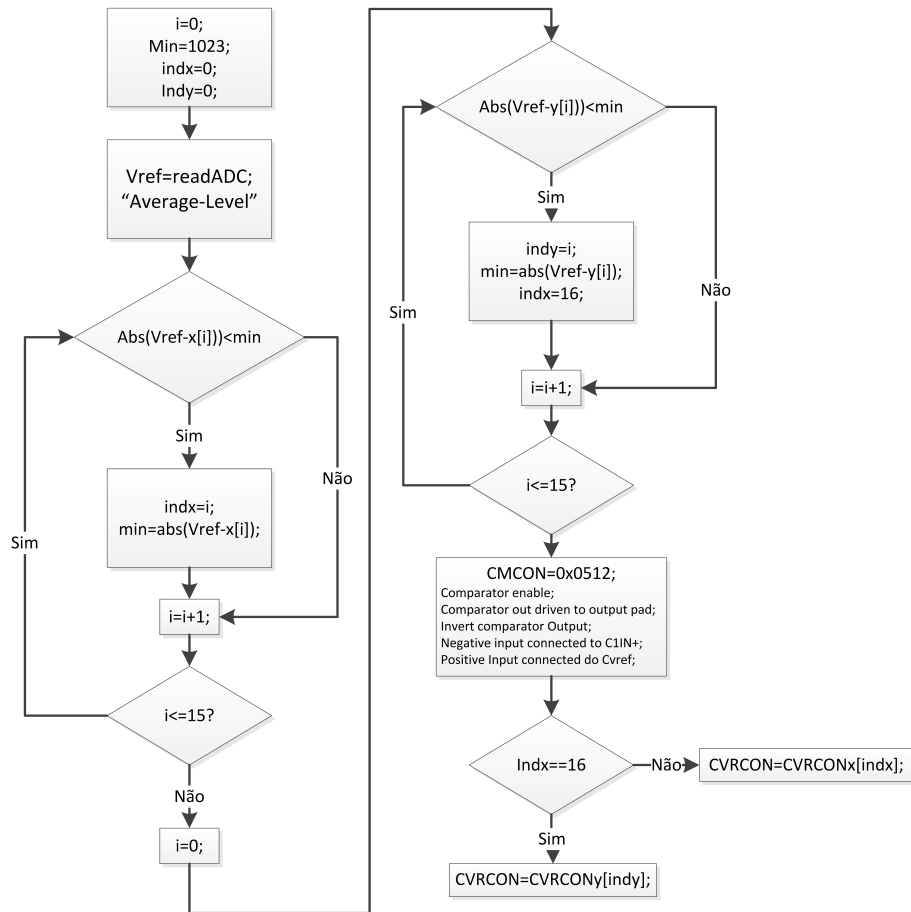


Figura 5.7: Fluxograma de configuração do comparador e do módulo gerador da tensão de referência

A função de configuração começa por inicializar variáveis, onde  $x$  e  $y$  são *arrays* de inteiros com 16 posições que contêm os níveis de tensão de saída do módulo em formato digital com resolução de 10 *bits*, para permitir uma comparação directa com o valor lido na ADC. O *array*  $x$  possui os valores referentes à gama de variação que oferece maior intervalo entre níveis, mas menor resolução (CVRR=1). O *array*  $y$  possui os valores referentes à gama de variação que oferece maior resolução (CVRR=0).

Após inicializar as variáveis é feita uma leitura na ADC (*average level*) e armazena-se o resultado em  $V_{ref}$ . De seguida é efectuada uma subtracção entre  $V_{ref}$  e o primeiro valor armazenado no *array*  $x$ . Como se trata da primeira iteração, este é o valor mínimo, portanto armazena-se o módulo da subtracção na variável  $min$ . A operação de subtracção entre  $V_{ref}$  e os valores armazenados em  $x$  é repetida até chegar ao fim do *array*, mais 15 vezes portanto. Sempre que se verifique a condição dada pela equação 5.1, significa que existe uma tensão de comparação mais aproximada do valor lido na ADC, portanto armazena-se o novo valor na variável  $min$  e guarda-se a posição que esta ocupa no *array* em  $indx$ .

$$abs(V_{ref} - x[i]) < min \quad (5.1)$$

Finalizadas as iterações referentes ao *array*  $x$  reinicia-se o processo, agora em relação ao *array*  $y$ , alterando a variável  $min$  e  $indy$  sempre que se encontre uma tensão de comparação mais próxima do valor médio do sinal desmodulado. Este algoritmo simples permite aproximar, o mais possível, a tensão de comparação do valor médio do sinal, em função dos níveis de saída disponíveis no módulo gerador de tensão, optimizando desta forma o funcionamento do comparador.

Para configurar o módulo com a tensão de referência determinada, basta fazer corresponder o seu registo de configuração (CVRCON) com o valor armazenado no *array* CVRCON $x$  ou no CVRCON $y$  (16 variáveis com configurações pré-definidas, uma para cada valor de tensão de saída possível), sendo que a posição requerida é igual ao índice armazenado em  $indx$  ou  $indy$  respectivamente.

A configuração do comparador propriamente dita, passa simplesmente pela escrita do valor 0x0512 no registo CMCON, que permite que este funcione com os parâmetros definidos na secção 4.1.5.

Relativamente à activação e desactivação de módulos, para mudança de modo de funcionamento ou simplesmente para poupar energia, esta é feita com recurso aos registos TRIS e PORT correspondentes, para os módulos de *hardware* e com recurso a registos específicos para cada módulo interno do microcontrolador. Desta forma, é possível, após efectuar um estudo relativo aos tempos de activação e desactivação dos módulos de *hardware* implementados, desenvolver um protocolo que possibilite uma redução do consumo do *transceiver*, onde este permanece durante largos intervalos de tempo num estado de baixo consumo (*deep-sleep*), saindo dele apenas para receber ou transmitir informação.

De forma a fornecer algum tipo de indicação, útil para efeitos de *debugging* numa fase inicial da implementação ou para determinar, de um modo mais ou menos grosseiro, o alcance do *transceiver*, ligaram-se três *leds* a pinos de I/O do microcontrolador. Numa fase final do projecto poder-se-ão utilizar os *leds* para outros fins, como indicadores de bateria fraca, de recepção de mensagem ou de indicador de nível de sinal.

## 5.5 Aplicação Prática - Amplificador de ECG

Concluída a fase de implementação da camada física e de ligação de dados, é desenvolvido um amplificador de ECG simples de forma a testar a arquitectura de comunicação implementada. O objectivo desta aplicação (figura 5.8) é visualizar o sinal de ECG no monitor de um computador, utilizando dois *transceivers*. Um deles encontra-se acoplado ao amplificador e é responsável pela amostragem do sinal e envio para o segundo *transceiver*. O segundo encontra-se situado na zona do pulso do utilizador, sendo responsável pela recepção dos dados e posterior reenvio para o computador (por meio de fios), utilizando a porta série. Finalmente, com recurso ao *Matlab*, o sinal amostrado inicialmente é apresentado na forma de um gráfico.

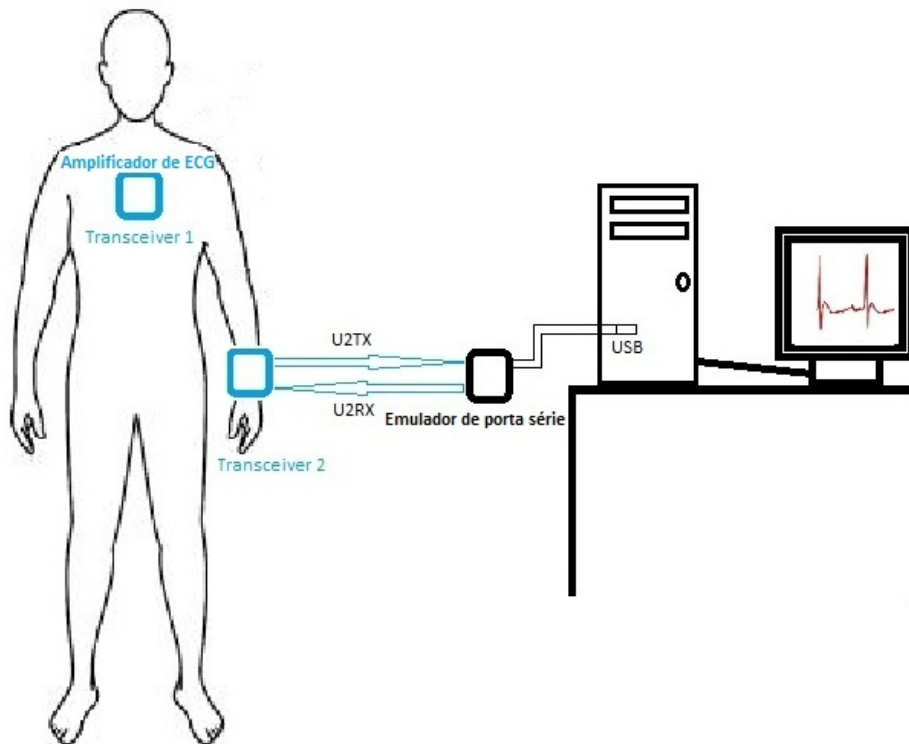


Figura 5.8: Demonstração do sistema de comunicação implementado

Para se entender todo o processo de aquisição, transmissão e visualização de resultados, são

apresentados os fluxogramas referentes ao *software* implementado em ambos os *transceivers* e no *Matlab*. A figura 5.9 apresenta o fluxograma referente ao *transceiver* 1, que se encontra ligado ao amplificador de ECG e a figura 5.10 apresenta o fluxograma referente ao *transceiver* 2 que se encontra ligado ao computador.

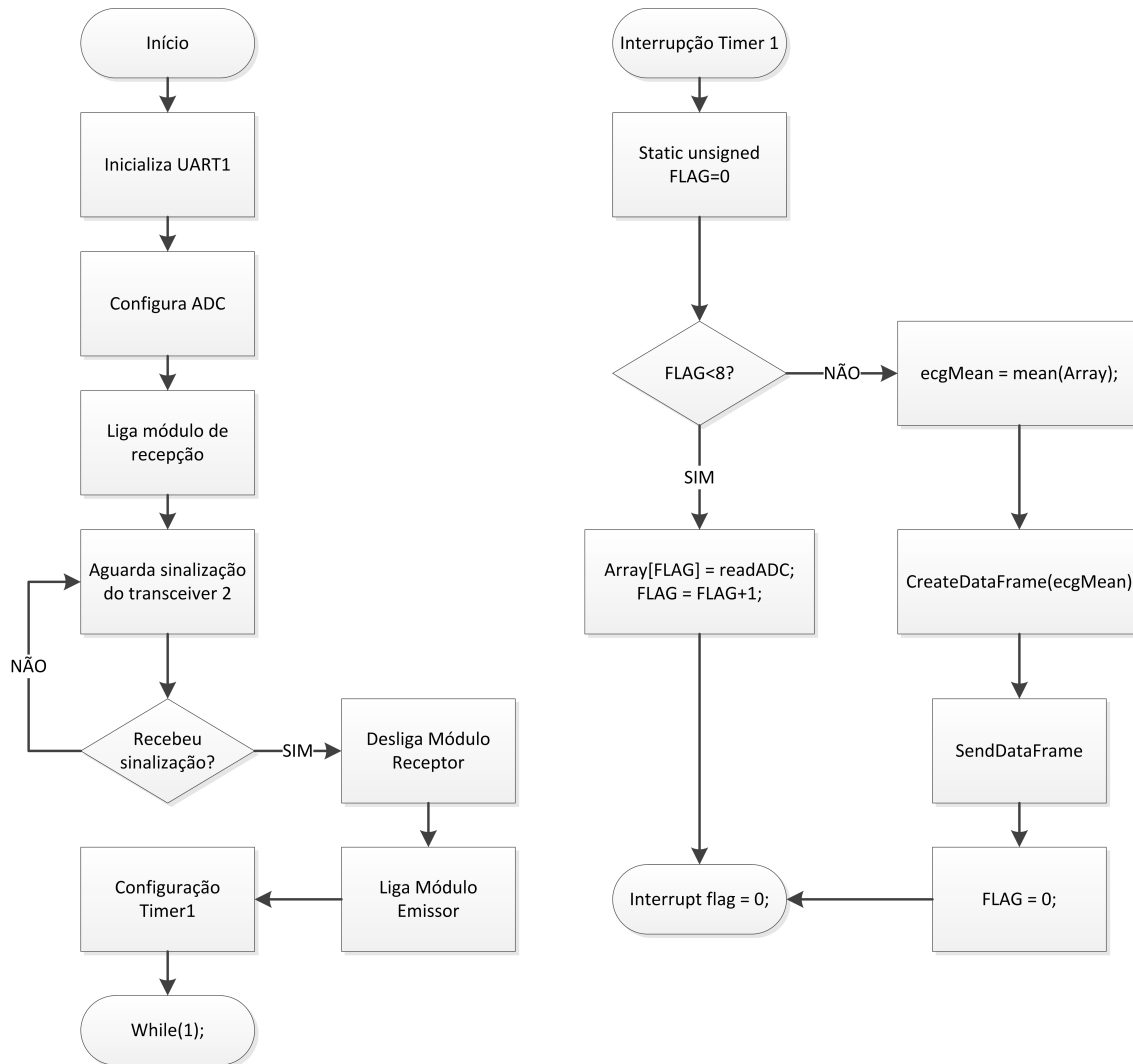


Figura 5.9: Fluxograma do *transceiver* 1

Relativamente ao fluxograma do *transceiver* 1, após configuração da UART e da ADC, este entra no modo de recepção e espera uma sinalização do *transceiver* 2 antes de dar início à amostragem e envio de dados. Após receber a sinalização (o *transceiver* 2 encontra-se sincronizado com o *Matlab* e preparado para receber dados), este entra em modo emissor, configura o TIMER1 e entra num ciclo infinito de forma a impedir a conclusão da execução do programa.

O TIMER1 gera interrupções a cada 1ms, onde, na sua ISR é feita uma leitura de ADC e guardado o seu valor num *array*. Após a ocorrência de oito interrupções, calcula-se o valor médio

do *array* de valores amostrados e envia-se esse valor para o *transceiver 2*, utilizando o protocolo desenvolvido. A frequência de amostragem efectiva é então dada por:

$$f_a = \frac{1}{8ms} = 125Hz \quad (5.2)$$

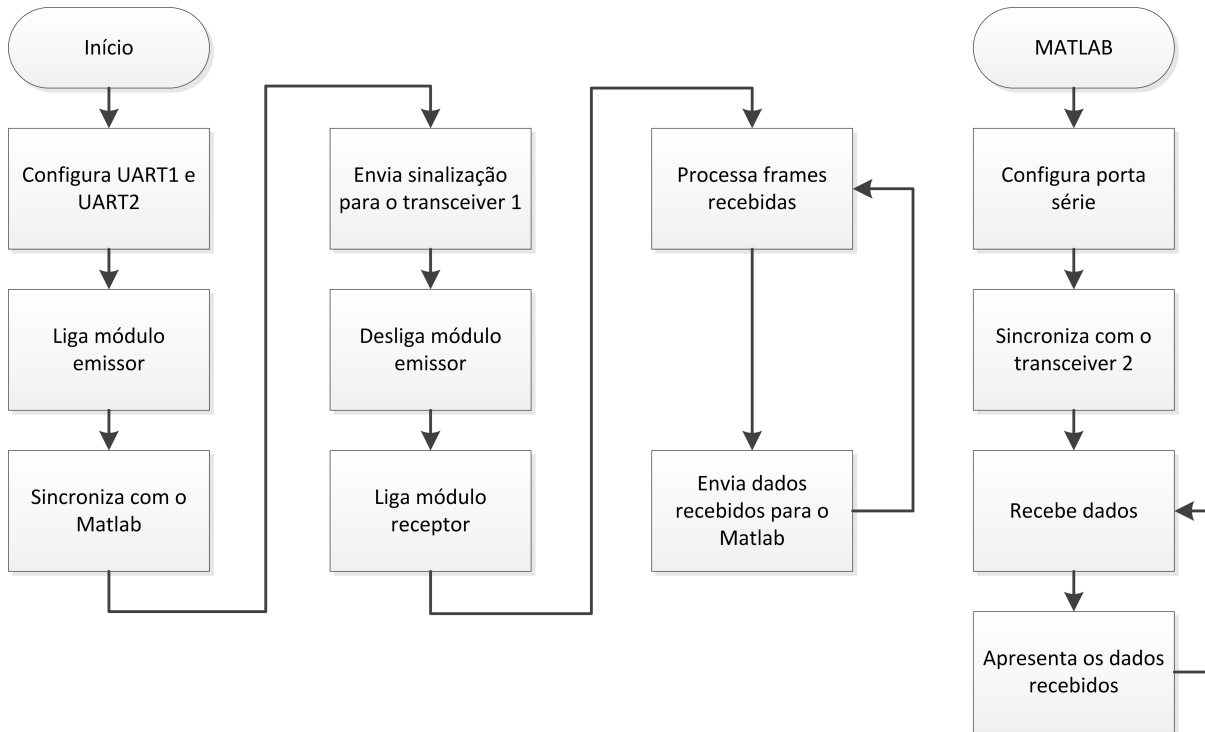


Figura 5.10: Fluxograma do *transceiver 2*

O *transceiver 2* configura as duas interfaces série (UART1 e UART2), entra em modo emissor e efectua o sincronismo com o *Matlab* (utilizando a UART2). Em caso de sucesso, sinaliza o *transceiver 1* e entra em modo receptor, encontrando-se desta forma preparado para processar as tramas recebidas e reenviar os dados válidos para o *Matlab*. Os dados vão sendo apresentados na forma de um gráfico à medida que chegam ao *buffer* de recepção, apresentando desta forma o sinal de ECG em “tempo real”.

### 5.5.1 Amplificador de ECG

O ECG é um teste médico onde se mede a actividade eléctrica à superfície do corpo gerada pelos batimentos cardíacos [13]. Para a aquisição do sinal de ECG é amplificada uma diferença de potencial entre dois pontos no tórax utilizando para esse efeito dois andares de amplificação, um filtro passa-banda (constituído por um filtro passa-baixo e um filtro passa-alto) e um filtro rejeita-banda ( $50Hz$ ), tentando adquirir um sinal de ECG limpo, embora com pouco significado

médico(figura 5.11).

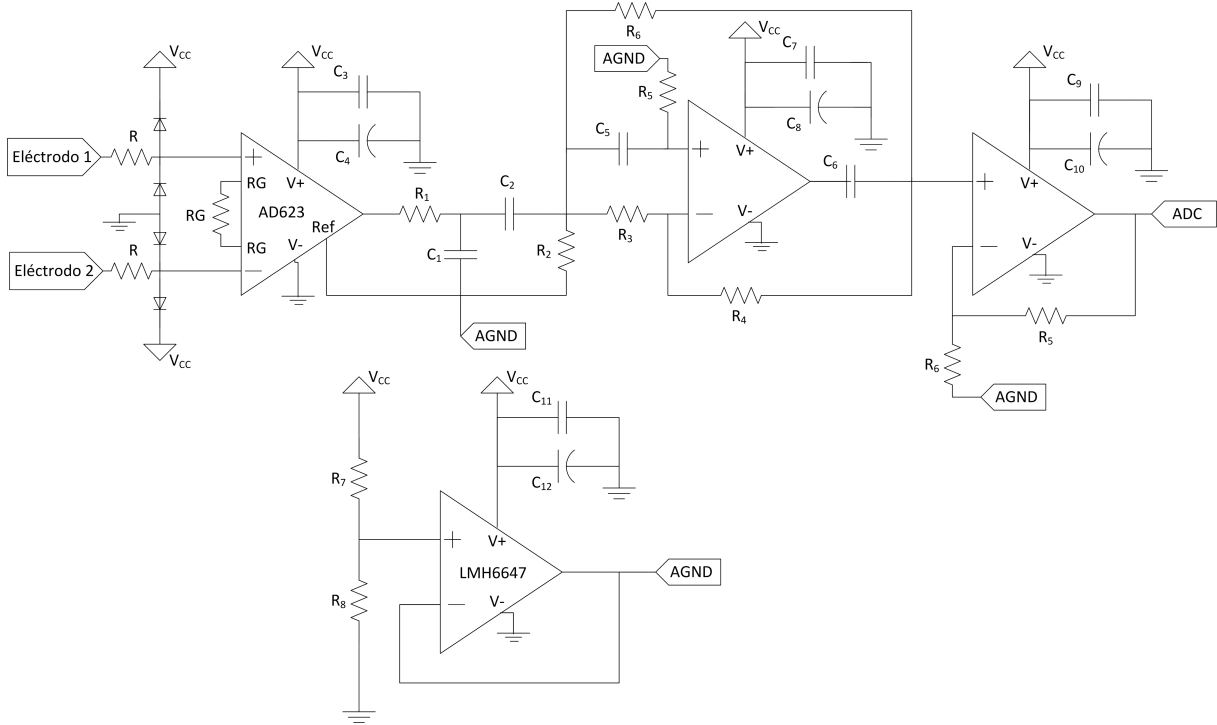


Figura 5.11: Amplificador de ECG

Poder-se-ia ter optado pela implementação de um circuito mais complexo, com filtragens mais eficientes, e com um número de eléctrodos superior com diferentes derivações, obtendo desta forma um sinal com maior qualidade e significado, mas este não era de todo o objectivo deste projecto.

Relativamente ao primeiro andar de ganho, utiliza-se um amplificador de instrumentação (AD623), com CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*) elevado, recomendado para aplicações médicas de baixo consumo [18]. O elevado CMRR é de elevada importância uma vez que o sinal que se deseja amplificar é a diferença de potencial entre os dois eléctrodos e rejeitar qualquer sinal que seja comum a ambos, como o sinal da rede eléctrica. O ganho deste amplificador é definido por uma resistência externa e é dado pela equação 5.3.

$$A_{V1} = \left(1 + \frac{100K\Omega}{R_G}\right) \quad (5.3)$$

Dado que a tensão de alimentação é unipolar torna-se necessário gerar uma tensão de referência a utilizar nos andares de amplificação, de valor igual a  $\frac{V_{CC}}{2}$ . Utiliza-se um *opamp* configurado em seguidor de tensão, em conjunto com um divisor resistivo para gerar a tensão de referência, designada de AGND (*analog ground*). A utilização do *opamp* permite utilizar resistências de valor relativamente elevado, minimizando o consumo de corrente. Sendo a tensão de referência igual 1.5V, a relação entre as resistências  $R_7$  e  $R_8$  é dada por:

$$1.5 = V_{CC} \times \frac{R_8}{R_7 + R_8} \Leftrightarrow R_8 = R_7 \quad (5.4)$$

O filtro rejeita-banda é utilizado para minimizar a interferência da rede eléctrica na aquisição do sinal. O circuito utilizado foi adaptado de [22] e possui a resposta em frequência exibida na figura 5.12.

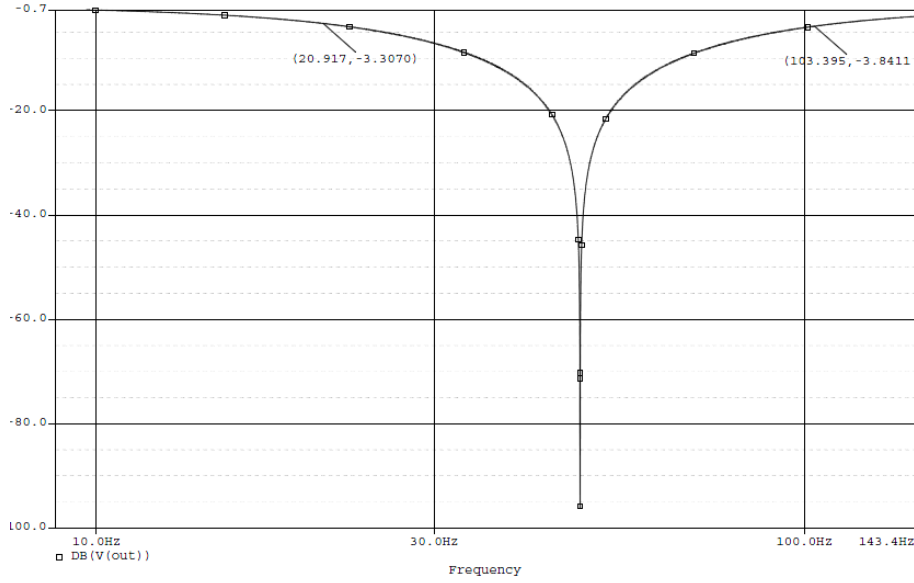


Figura 5.12: Resposta em frequência do filtro rejeita-banda

Apesar do factor de qualidade do filtro não ser muito elevado, a perda de informação não será muito relevante dado o objectivo do amplificador de ECG para este projecto. Caso este fosse utilizado para fins médicos ter-se-iam de utilizar métodos mais eficazes para a remoção da interferência proveniente da rede eléctrica. Considerando  $R = R_5 = R_6$  e  $C = C_5 = C_6$ , a frequência central do filtro é dada por :

$$f_C = \frac{1}{2\pi RC} = 50Hz \quad (5.5)$$

O sinal de ECG possui uma amplitude típica de  $\pm 2mV$  e possui informação na gama de frequências entre 0.05Hz e 150Hz [13]. Desta forma, os filtros que formam o filtro passa banda deverão ter frequências de corte (superior e inferior) dessa ordem por forma a reduzir o ruído de alta frequência e o ruído de baixa frequência denominado de *baseline wander* [13]. No entanto, para justificar o sistema de aquisição de ECG e torná-lo compatível com a frequência de amostragem de 125Hz, optou-se por filtrar o sinal utilizando um filtro com frequência de corte superior de 40Hz. Como a maior parte da energia de um sinal de ECG está nesta banda, não há uma grande degradação do sinal, considerando as intenções que se pretendem para este trabalho. As frequências dos filtros são então dadas por:



$$f_{Cinferior} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 0.05Hz \quad (5.6)$$

$$f_{Csuperior} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} = 40Hz \quad (5.7)$$

Considerando que o sinal de ECG possui uma amplitude de  $4mV_{PP}$ , de forma a que este fique com uma amplitude próxima de  $V_{CC}$ , vem que:

$$A_{Vtotal} = A_{V1} \times A_{V2} = \frac{V_{CC}}{4m} = 750V/V \quad (5.8)$$

O segundo andar de ganho (andar de saída do amplificador de ECG), no qual se utiliza o mesmo *opamp* que foi utilizado no receptor do *transceiver* (LMH6646), em configuração não inversora, possui o ganho seguinte:

$$A_{V2} = 1 + \frac{R_5}{R_6} \quad (5.9)$$

A apresentação de resultados, referentes aos diferentes blocos do *transceiver* de forma individual e ao sistema de comunicação completo, é feita no capítulo seguinte.



## Capítulo 6

# Resultados

### Sumário

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos para o *transceiver*. Sendo a autonomia deste um factor determinante, são medidos os consumos que apresenta nos modos emissor e receptor, começando por medir o consumo de cada bloco individualmente.

Dado que o *transceiver* implementado necessita de transitar entre modos de funcionamento (receptor e emissor) e para um estado de baixo consumo, mostram-se os tempos de activação e desactivação de cada módulo que permitem esta funcionalidade.

Seguidamente são apresentados as formas de onda mais relevantes do *transceiver*, presentes nos diferentes andares do emissor e receptor, assim como os espectros de frequência correspondentes.

Relativamente à transmissão de dados propriamente dita, é feita uma experiência simples que permite definir o alcance efectivo do *transceiver*, assim como a sua taxa de transmissão máxima, onde se utiliza um *led* no *transceiver* receptor, para indicar que foi recebida uma trama sem erros.

Para comprovar que o *transceiver* possui efectivamente o alcance assinalado na experiência anterior, utilizou-se a memória do microcontrolador para guardar os dados recebidos em quatro situações distintas no corpo humano, sendo posteriormente enviados para o computador para determinar a percentagem de tramas recebidas correctamente.

Finalmente são realizadas duas aplicações práticas do *transceiver*, onde os resultados são apresentados na forma de um gráfico, permitindo verificar o correcto funcionamento do sistema de comunicação desenvolvido

### 6.1 Assemblagem

De certa forma um dos parâmetros importantes no desenvolvimento de um *transceiver* para comunicação no corpo humano é o seu tamanho, sendo este um factor que determina em grande parte a sua portabilidade e facilidade de utilização. Desta feita tentou-se assemblar o *transceiver*

reduzindo ao máximo o seu volume, sem influenciar de forma alguma o seu desempenho. Na figura 6.1 é possível visualizar o resultado final do *transceiver* implementado.

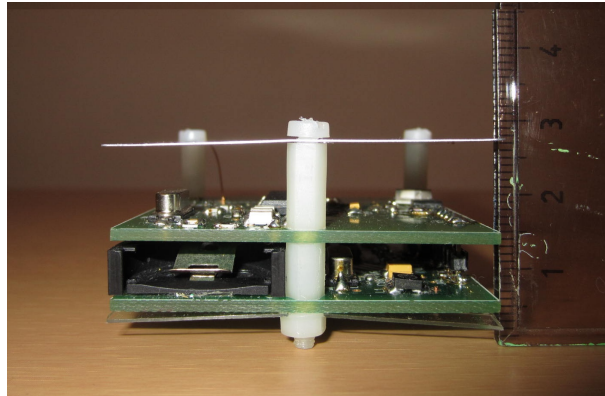


Figura 6.1: *Transceiver* desenvolvido

Na PCB inferior encontram-se todos os sinais de frequência elevada, e na PCB superior encontram-se os sinais digitais de baixa frequência, tentando-se desta forma obter o melhor isolamento possível entre ambas. A separação entre estas é de aproximadamente 0.9cm enquanto que a separação entre o plano de massa da PCB superior e o eléctrodo é de 1.5cm, o que perfaz uma altura total de 2.5cm. Futuramente, estas dimensões podem ser reduzidas consideravelmente, mas dado que se trata de protótipo, não são totalmente exageradas, permitindo desta forma uma assemblagem robusta, de fácil manuseamento, constituindo uma base sólida para realizar diversos testes.

Como já foi referido no capítulo 4, são utilizados condensadores variáveis na sintonia do amplificador do emissor e do desmodulador de quadratura do receptor. Na figura 6.2 é possível analisar duas vistas laterais do *transceiver*, onde se mostram os condensadores referidos.

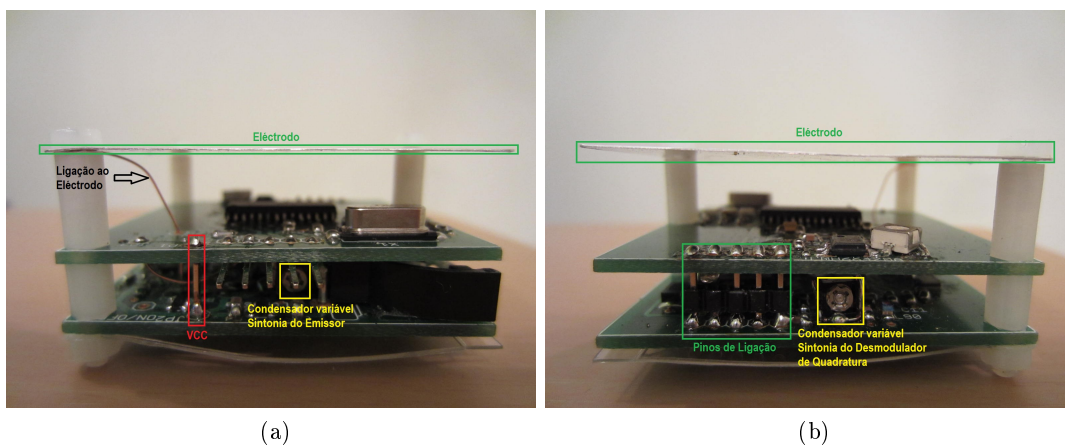


Figura 6.2: Vistas laterais do *transceiver*

De modo a possibilitar a sintonia após efectuar a montagem final, soldaram-se os condensadores variáveis ao alto, de forma a permitirem um acesso lateral. Na figura 6.2a é visível o condensador do amplificador sintonizado do emissor, bem como a ligação da alimentação entre as PCB. A ligação entre o eléctrodo e o receptor/emissor é feita através de um fio fino, visível na mesma figura. A figura 6.2b apresenta uma outra vista do *transceiver*, onde são visíveis os pinos de ligação restantes entre as PCB, assim como o condensador variável do desmodulador de quadratura.

## 6.2 Consumo do *Transceiver*

Foram efectuadas medições de corrente, requerida por cada bloco do *transceiver* individualmente e como um todo. Foi utilizado um multímetro FLUKE 287 para este fim, tendo sido colocado em série com a pilha do *transceiver* para efectuar medidas directamente na PCB e em série com o pino de alimentação do microcontrolador. Esta última medida foi realizada com o microcontrolador montado numa placa de prototipagem correndo o mesmo código do que na PCB.

Primeiro mediu-se, em placa branca, o consumo do microcontrolador em três modos de funcionamento distintos, *sleep*, *idle* e modo normal. No modo *sleep* o relógio do sistema é desligado, a execução de código é parada e o seu consumo é reduzido ao mínimo onde nenhum pino de I/O fornece corrente. O microcontrolador pode sair deste modo caso ocorra uma interrupção previamente configurada, alguma forma de *reset* do dispositivo ou um *time-out* do *watchdog timer*. O modo *idle* permite a interrupção da execução de código, mas não desliga o relógio do sistema, permitindo que todos os módulos do microcontrolador continuem a funcionar normalmente, podendo no entanto ser selectivamente desligados.

Na tabela 6.1 são apresentados os consumos de corrente do microcontrolador nos modos de funcionamento referidos, onde se pode concluir que o seu consumo em funcionamento normal é relativamente alto, pelo que é importante que o sistema possa funcionar em modo *sleep* grande parte do tempo, para garantir uma maior autonomia ao *transceiver*.

Tabela 6.1: Medições do consumo de corrente do microcontrolador em placa branca

Modo de Funcionamento	corrente (mA)
<i>Sleep</i>	0.031
<i>Idle</i>	7.23
Normal (oscilador externo 16MHz)	15.88

Após determinar o consumo do microcontrolador foram efectuadas novas medidas do consumo de corrente, desta feita nas PCB já montadas, ligando um módulo de cada vez, onde os resultados obtidos estão presentes na tabela 6.2.

Tabela 6.2: Medições do consumo de corrente do *transceiver*

(a) Modo emissor

Blocos Emissor	corrente ( $mA$ )
$Buffer + I_{residual}$	1.23
SA636	6.39
Amplificador Sintonizado	0.78
PWM+UART+ICN (Modulador)	0.54
Modo Emissor (envio de dados a $30Kbps$ )	25.34

(b) Modo receptor

Blocos Receptor	corrente ( $mA$ )
$Buffer + I_{residual}$	1.23
SA636	6.39
Opamp+Comparador	2.47
Modo Receptor	25.56

Foram efectuadas medidas relativas aos dois modos de funcionamento do *transceiver*, emissor (tabela 6.2a) e receptor (tabela 6.2b). Relativamente ao modo emissor, este é composto pelo SA636, pelo amplificador sintonizado e por um módulo designado por modulador que é composto pela UART (gera o sinal em banda-base a transmitir) e pelo PWM, que em conjunto com a função *interrupt change notification*, efectuam a modulação BFSK de baixa frequência. Com todos estes módulos desligados, a corrente medida é de 16.69mA, onde a diferença em relação à medida efectuada em placa branca se deve à corrente consumida no *buffer* do receptor e a correntes residuais, cujo valor é 1.23mA. Seguidamente ligaram-se os restantes módulos um a um, onde a cada nova medida de corrente se subtraiu o valor obtido antes da activação do novo módulo, obtendo assim o consumo de cada um individualmente.

Apresentados os consumos do *transceiver* em ambos os modos de funcionamento, sobressai o facto do consumo do microcontrolador constituir mais de metade do consumo total. Posto isto é importante efectuar um estudo referente aos tempos de activação e desactivação dos módulos de *hardware* constituintes do *transceiver*, de modo a determinar, mediante a aplicação prática em causa, a percentagem de tempo que este pode permanecer num estado de baixo consumo (*deep-sleep*). Os dados referem-se a um microcontrolador da *Microchip*, tipo 24HJ128GP502, a trabalhar a 16MHz, o que é uma velocidade excessivamente alta para este sistema de comunicação em particular. Numa próxima versão do *transceiver* deve-se utilizar um microcontrolador com especificações para operação *low power*, para baixar ainda mais o consumo de corrente.

### 6.3 Estudo do Modo de Baixo Consumo

Um dispositivo de comunicação de uso geral deve possuir um estado de baixo consumo, servindo este para poupar bateria sempre que não se encontre a transmitir ou a receber informação. Por exemplo, os dispositivos que utilizam *ZigBee*, como detectores de fumo ou dióxido de carbono, ou mesmo em sistemas de segurança, permanecem num estado de *deep-sleep* a maior parte do tempo, saindo dele apenas de tempos a tempos, ou em caso de ocorrência de algum evento específico que despolete a recepção ou envio de informação[23]. De forma a possibilitar a utilização de um estado de *deep-sleep* nesta implementação em particular, foram efectuadas algumas medições que permitem determinar o intervalo de tempo que dura a activação ou desactivação dos diferentes módulos do *transceiver*, podendo desta forma, estimar-se o tempo que o dispositivo demora a ligar, ou a transitar entre modos de funcionamento (receptor e emissor).

Como foi mencionado no capítulo 4, o *transceiver* possui módulos de *hardware* que podem ser ligados e desligados pelo microcontrolador. Estes são o amplificador sintonizado do emissor, o *opamp* utilizado para amplificar o sinal desmodulado e o SA636, assim sendo, para proceder à sua activação ou desactivação basta actuar no pino de I/O correspondente a cada um deles. Com recurso a um osciloscópio (HAMEG HMO 1024), mediu-se o intervalo de tempo entre o instante de transição positiva (activação), ou negativa (desactivação), do pino correspondente, e o instante em que a saída do módulo em estudo apresentava a resposta pretendida.

Relativamente aos tempos de subida e descida dos pinos de I/O do microcontrolador (figura 6.3), pode-se concluir que se situam entre os 4ns e os 8ns, para uma capacidade de carga de aproximadamente 15pF.

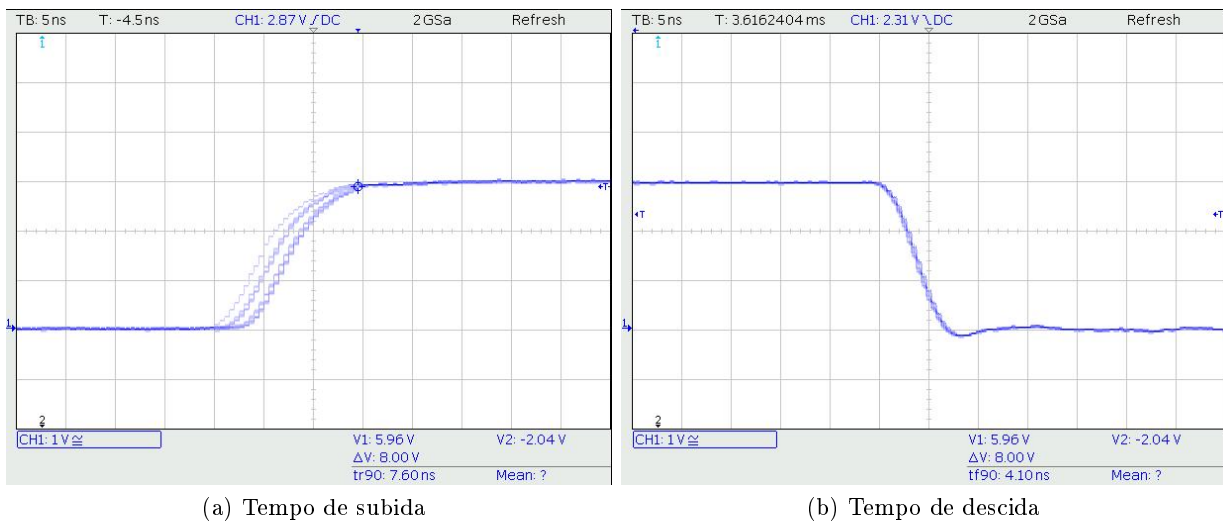


Figura 6.3: Tempos de subida e descida de um pino de I/O do microcontrolador

Na realidade estes são os tempos de subida e descida do sinal. A este intervalo de tempo

deveria ser adicionado o período correspondente a um ciclo da máquina (tempo de processamento de uma instrução do microcontrolador). Estes intervalos de tempo, em que a tensão passa de 0V para 3V (figura 6.3a), e de 3V para 0V (figura 6.3b) são desprezáveis comparativamente ao tempo em que os módulos não apresentam a resposta pretendida à sua saída, desta feita, o intervalo de tempo referente a transições positivas ou negativas dos pinos de I/O não é tido em conta nas medições efectuadas de seguida.

Relativamente ao amplificador sintonizado do emissor, sabe-se que este é ligado ou desligado actuando ao nível da polarização do transistor. Desta feita, para determinar o intervalo de tempo que o amplificador demora a apresentar à sua saída o sinal amplificado pretendido, actua-se no pino do microcontrolador que alimenta as resistências de polarização e, com recurso ao osciloscópio, mediu-se o intervalo de tempo correspondente. Na figura 6.4 podem-se ver as respostas à saída do amplificador sintonizado, resultantes de uma transição positiva no pino de alimentação das resistências (figura 6.4a) e de uma transição negativa (figura 6.4b), sabendo que se aplicou na base do transistor o sinal de frequência constante ( $f = 10.6MHz = f_{1RF}$ ).

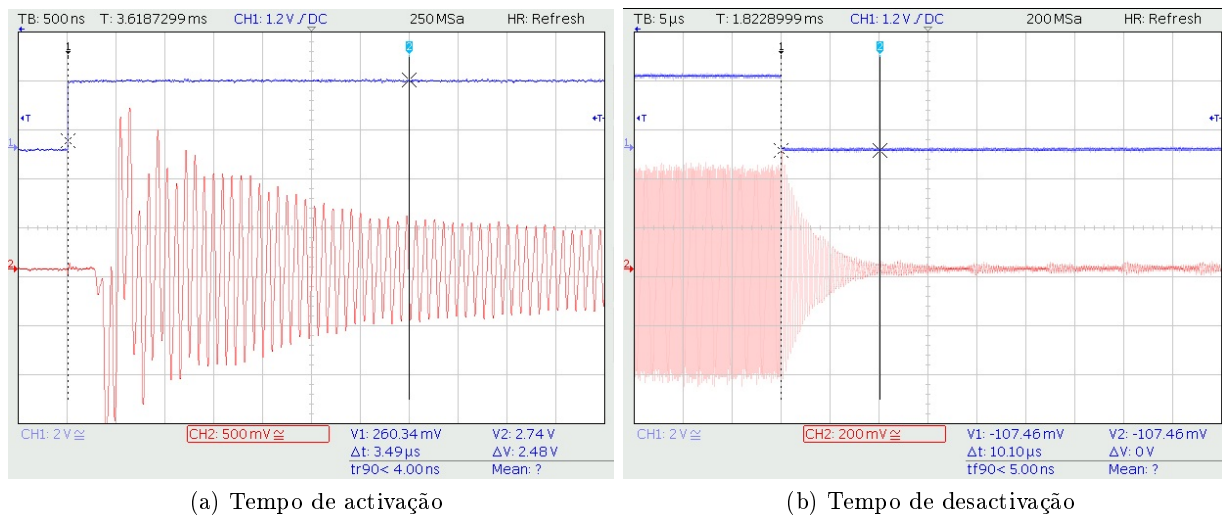


Figura 6.4: Tempos de activação e desactivação do amplificador sintonizado (emissor)

Uma vez que é relativamente difícil determinar com precisão o instante em que o amplificador apresenta à sua saída uma versão amplificada, mas de frequência igual ao sinal aplicado à sua entrada, decidiu-se seguir uma abordagem conservadora, talvez um pouco pessimista nesta medição, podendo afirmar-se com segurança que, após activação do amplificador sintonizado, este funciona correctamente passados 3.49  $\mu s$ . O mesmo se pode afirmar relativamente à sua desactivação, sendo que neste caso o amplificador cessa o seu funcionamento passados 10.10  $\mu s$  da sua desactivação.

Em relação ao *opamp* utilizado no receptor, pode-se dizer que o seu funcionamento não impede de forma alguma a transmissão, não sendo estritamente necessário proceder à sua desactivação



quando o *transceiver* funciona em modo emissor, mas por razões óbvias deve ser desligado, resultando numa poupança ao nível do consumo da bateria. Assim sendo, também se apresentam as respostas deste a uma transição positiva e negativa no seu pino de alimentação (ver figura 6.5).

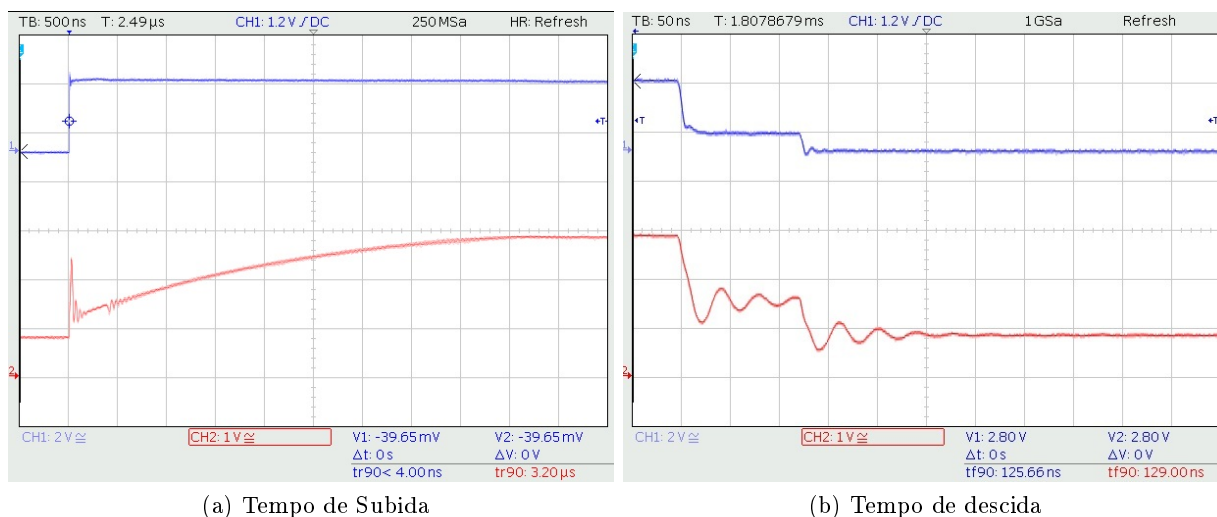


Figura 6.5: Tempos de subida e descida do *opamp* do receptor

O tempo de activação (4.01ns) é semelhante ao tempo de subida dos pinos de I/O do microcontrolador, mas o tempo de desactivação (125.47ns) é bastante superior. Este facto pode-se dever à utilização de dois pinos de I/O para alimentar o *opamp*, o que provoca o efeito de “pata-mar” na transição, visível na figura 6.5b. Este valor não terá grande significado prático já que, mesmo que o *opamp* se encontre em funcionamento quando se inicia a transmissão de informação, esta não é prejudicada de forma alguma.

Finalmente são apresentados os resultados relativos ao SA636, e, dado que é o único módulo de *hardware* comum à transmissão e à recepção de dados (excluindo o microcontrolador), tem de estar ligado em ambos os modos de funcionamento. Daí advém que os intervalos de tempo resultantes da sua activação e desactivação sejam os mais relevantes de todo o *transceiver*.

De forma a efectuar ambas as medições, configurou-se o *transceiver* no modo emissor, activando todos os módulos necessários para esse efeito, à excepção do SA636. De seguida configurou-se um *timer* cuja rotina de serviço à interrupção activa e desactiva o SA636 a cada 4ms alternadamente, possibilitando a visualização da sua resposta às transições no seu pino de *shutdown*. Finalmente iniciou-se uma transmissão em ciclo infinito do carácter 0x55, originando desta forma um sinal quadrado com *duty-cycle* de 50%, tornando mais fácil a interpretação dos gráficos obtidos. De referir que estas medições foram efectuadas no mesmo *transceiver*, podendo-se dizer que este funciona em modo *loop-back*.

Podem-se ver na figura 6.6 dois gráficos do sinal obtido à saída do amplificador sintonizado do emissor (sinal verde) e à saída do desmodulador de quadratura do SA636 (vermelho), onde o

gráfico 6.6b é uma versão ampliada do gráfico 6.6a.

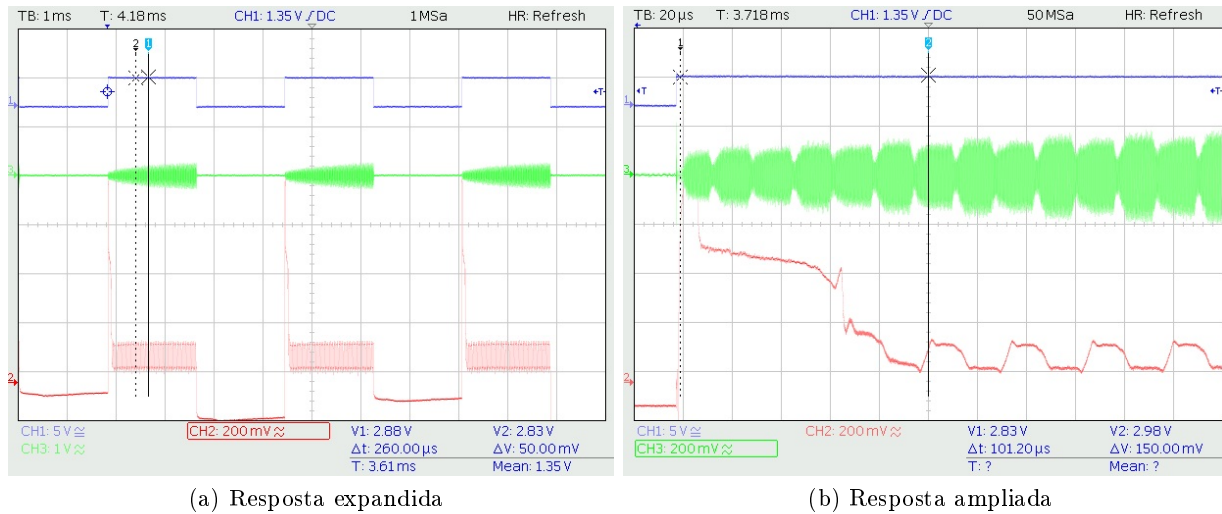


Figura 6.6: Activação do SA636

Torna-se fácil concluir que o intervalo de tempo envolvido na activação do SA636 é muito superior aos intervalos de activação dos módulos já apresentados, sendo este próximo dos  $100\mu s$ , referindo que este intervalo de tempo corresponde ao tempo de activação do SA636 em modo receptor. O tempo de activação para funcionamento em modo emissor é muito inferior a este, aproximando-se do tempo de activação do amplificador sintonizado do emissor. Será este valor que servirá de base numa possível implementação de um modo de baixo consumo. Caso se pretenda configurar o *transceiver* em modo receptor, deverá ser o SA636 o primeiro módulo de *hardware* a ser activado, sabendo de antemão que apenas cerca de  $100\mu s$  depois é que se recebe informação válida. Caso se pretenda configurar o *transceiver* em modo emissor, apenas é necessário aguardar cerca de  $4\mu s$  antes de dar início à transmissão de informação, para garantir que não existe perda de dados.

Relativamente ao tempo de desactivação do SA636, resulta um valor cerca de 6 vezes inferior ( $16\mu s$ ) ao tempo de activação (figura 6.7).

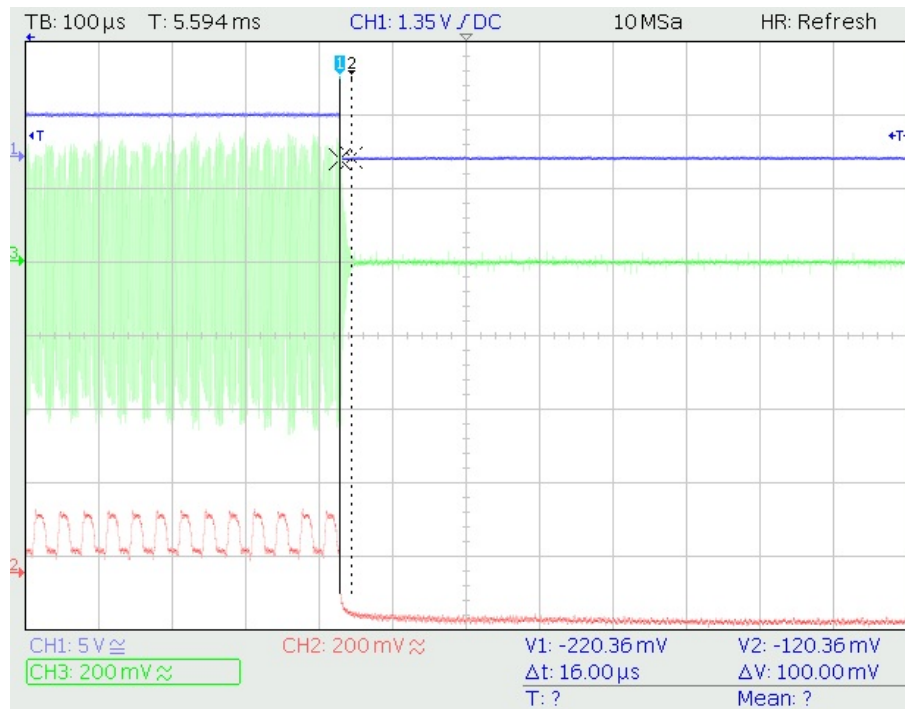


Figura 6.7: Desactivação do SA636

É fácil perceber que o tempo que o SA636 demora a desligar não possui a mesma importância que o tempo que leva a ligar, uma vez que o intervalo de tempo em que ele está desligado (supondo uma transmissão esporádica) supera em muito o tempo de desactivação. Já o tempo de activação é de elevada importância uma vez que é sobre ele que toda a actividade do *transceiver* é gerida.

## 6.4 Apresentação de Formas de Onda Relevantes

Após exposição do resultado final do *transceiver* desenvolvido, do seu consumo e dos tempos de activação e desactivação, são mostradas nesta secção as formas de onda dos pontos mais importantes do emissor e do receptor.

### 6.4.1 Emissor

Inicia-se esta secção com as formas de onda presentes nos blocos do emissor, onde são mostrados o sinal em banda-base, o sinal modulado em baixa frequência, o sinal à saída do *mixer* e à saída do amplificador sintonizado. De forma a compreender melhor a filtragem efectuada antes do *mixer* e no filtro cerâmico, em conjunto com o amplificador sintonizado, são apresentadas as FFT (*Fast Fourier Transform*) dos sinais presentes nestes pontos, verificando desta forma a eficiência da filtragem aplicada ao sinal a transmitir.

## CAPÍTULO 6. RESULTADOS

Para confirmar o correcto funcionamento do modulador implementado, utilizou-se uma onda quadrada de  $15KHz$  como sinal modulante (sinal azul), resultando o sinal a vermelho, visíveis na figura 6.8.

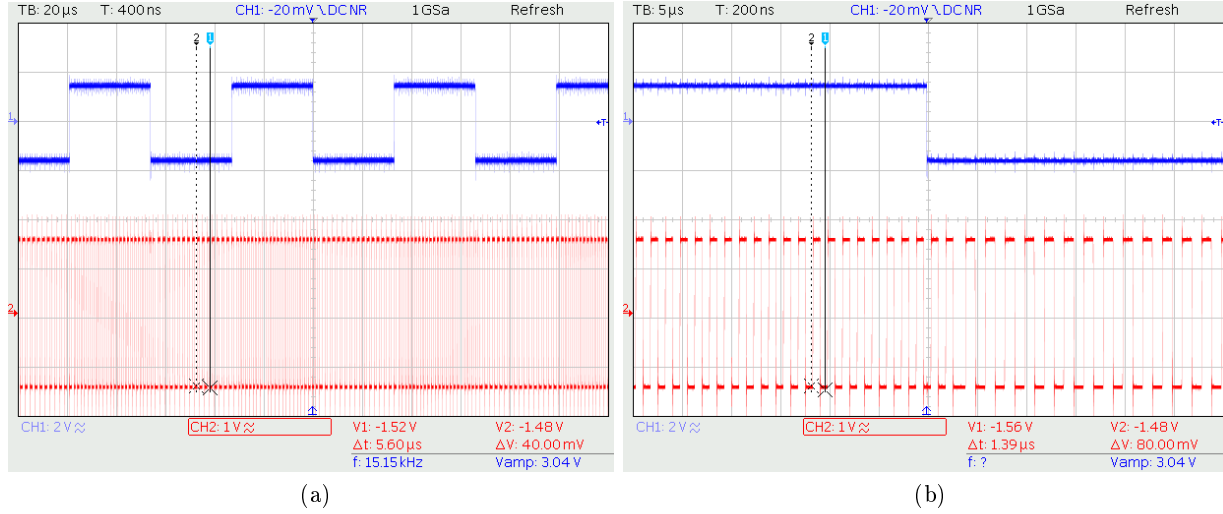


Figura 6.8: Sinal modulado (BFSK de baixa frequência)

É possível verificar que o sinal à saída do modulador apresenta modulação em frequência, onde a frequência correspondente ao *bit* “1” é superior à frequência do *bit* “0”, como tinha sido definido. Não é visível na imagem, mas as frequências de modulação obtidas foram as seguintes:

$$f_1 = 666.66 KHz \quad (6.1)$$

$$f_0 = 500 KHz \quad (6.2)$$

Estas frequências são um pouco diferentes das que foram determinadas teoricamente, o que provoca uma ligeira alteração da frequência central do sinal modulado após se efectuar a sua conversão para frequências mais elevadas, mas não será uma diferença muito relevante. Este facto deve-se à falta de resolução do módulo de PWM do microcontrolador para frequências desta ordem de grandeza, podendo ser minimizado através do aumento da frequência do relógio do microcontrolador.

O sinal modulado possui uma amplitude de 3V, definida pela tensão de alimentação do microcontrolador, facto este que impossibilita a sua aplicação directa no *mixer*. Como o *datasheet* do SA636 não apresenta qualquer referência relativamente à gama de amplitudes de funcionamento do *mixer*, utilizou-se um divisor resistivo para atenuar o sinal modulado, um filtro passa-baixo para atenuar componentes de frequência elevadas do sinal e um filtro passa-alto para não alterar a sua tensão de polarização, cujos componentes foram escolhidos segundo um método de tentativa e

erro. Primeiro montou-se em placa branca o SA636 com os componentes mínimos necessários ao seu funcionamento (alimentação, condensadores de desacoplamento e oscilador local). Seguidamente aplicou-se um sinal sinusoidal à entrada do *mixer* de amplitude igual a 3V, com frequência próxima de 680KHz, reduzindo-se progressivamente a sua amplitude até se verificar que o sinal à saída deste não apresentava distorção e forma semelhante ao sinal obtido por simulação (figura 6.9), tentando desta forma utilizar um sinal com amplitude máxima (figura 6.10). Este método não será o mais indicado para o efeito, mas sem informação adicional não poderia ser feito de outra forma.

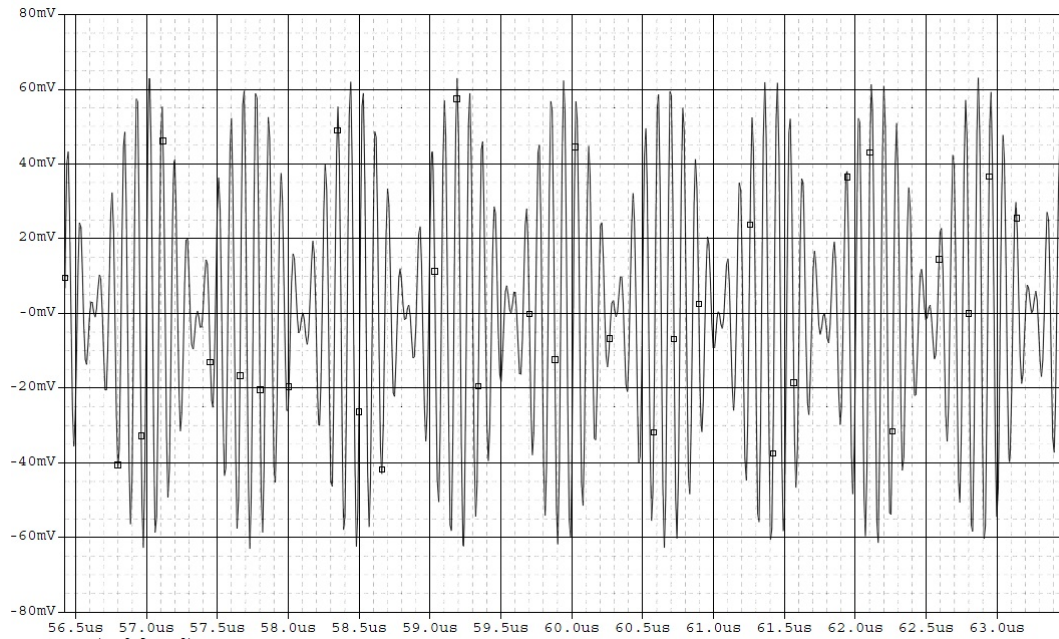


Figura 6.9: Sinal à saída do mixer (simulação)

O sinal obtido à saída do *mixer*, presente na figura 6.10, é o resultado da aplicação de uma onda sinusoidal à sua entrada, mas nesta implementação o sinal modulado ao qual se quer efectuar a conversão de frequência é quadrado, pelo que esta operação serviu apenas para determinar a amplitude máxima que pode ser aplicada na entrada do *mixer*.

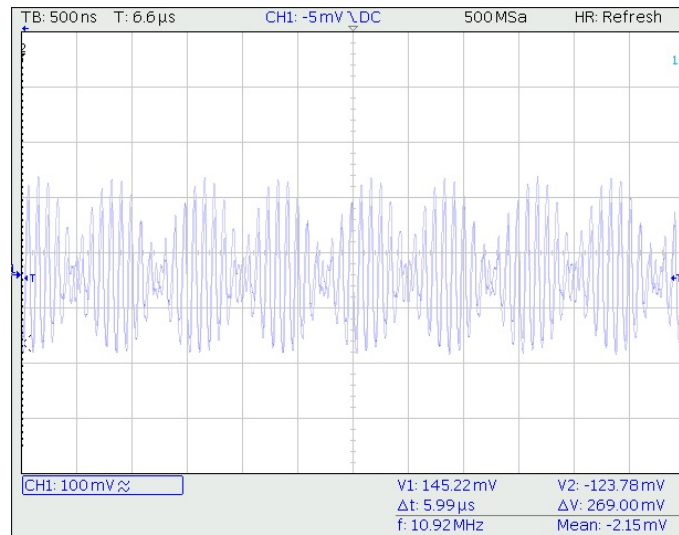


Figura 6.10: Sinal à saída do mixer

Relativamente ao dimensionamento dos filtros, os valores dos seus componentes foram otimizados com base em simulações, nas quais se procurou obter uma resposta em frequência com uma atenuação suficiente na banda de passagem. A atenuação a aplicar ao sinal modulado é de aproximadamente 40dB (determinada na obtenção do sinal presente na figura 6.10), assim sendo, o divisor resistivo e o filtro passa banda devem possuir uma atenuação mínima desse valor na banda de passagem. Na figura 6.11 é apresentada a resposta em frequência do circuito utilizado.

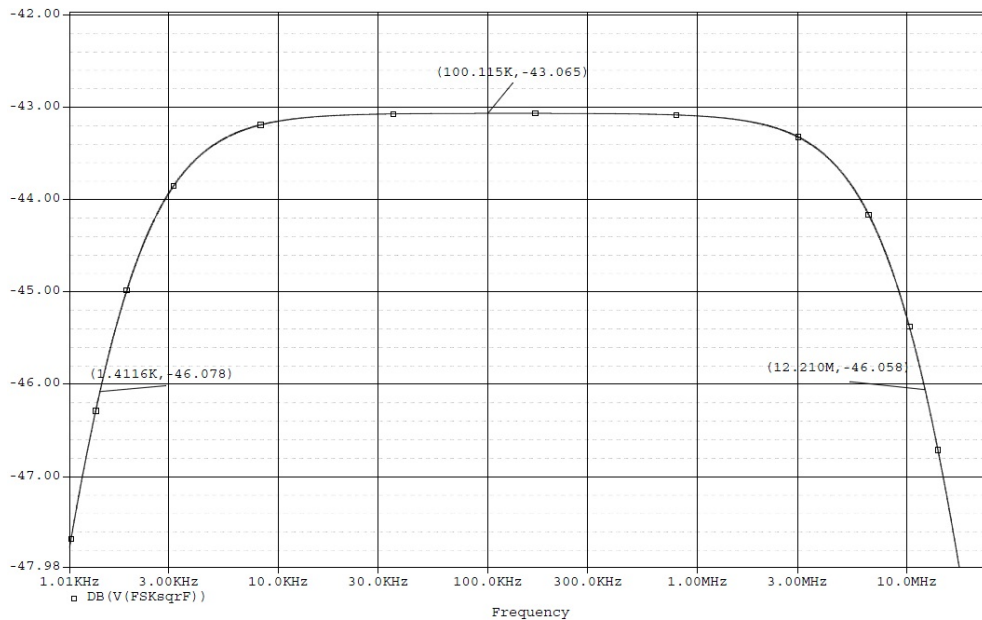


Figura 6.11: Resposta em frequência

Pode-se ver que a atenuação na banda de passagem é de 43dB e as frequências de corte inferior e superior são, respectivamente, 1.4KHz e 12.2MHz aproximadamente. Os valores obtidos por simulação aproximam-se dos pretendidos, onde a banda de passagem poderia ser ligeiramente mais estreita, mas a principal função deste filtro é atenuar o sinal modulado de forma a permitir a sua aplicação ao *mixer*, pelo que a sua largura de banda não é crítica neste ponto.

Mostram-se na figura 6.12 as FFT do sinal modulado de baixa frequência, antes (figura 6.12a) e após a atenuação e filtragem (figura 6.12b).

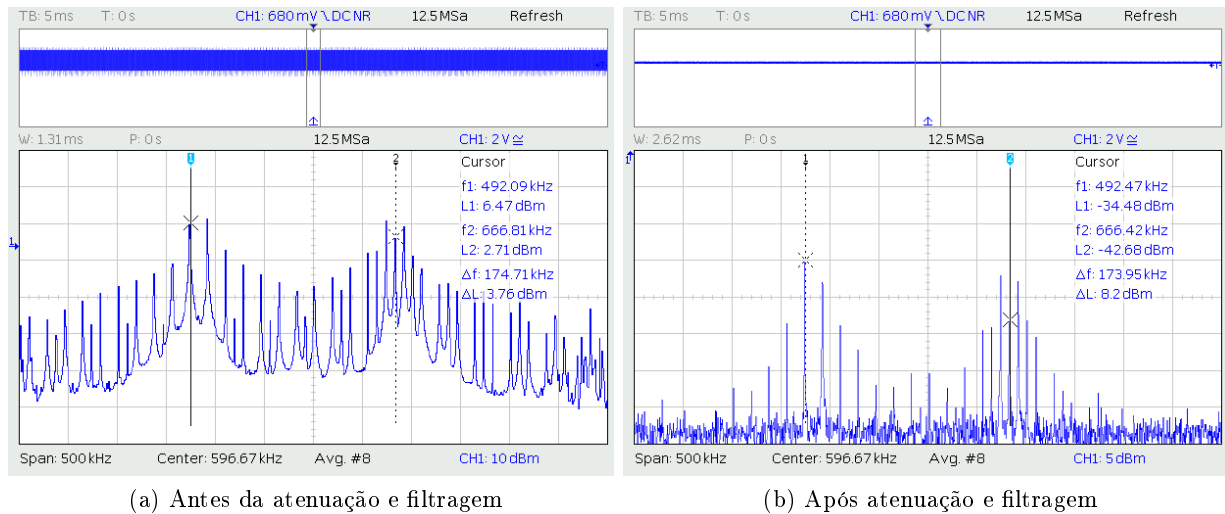


Figura 6.12: FFT do sinal modulado

É possível verificar que todas as componentes de frequência do sinal modulado sofrem atenuação, notando-se sobretudo a atenuação das harmónicas, resultando num espectro mais compacto. Aplicando o sinal modulado, atenuado e filtrado ao *mixer*, obtém-se o sinal presente na imagem 6.13, onde o sinal de cor azul é o sinal BFSK de baixa frequência antes da atenuação e o vermelho é o sinal após efectuar a conversão de frequência. Este não é de fácil visualização, uma vez que ainda possui ambas as bandas laterais (soma e subtracção de frequências), ao qual é suprimida a banda superior antes de ser enviado.

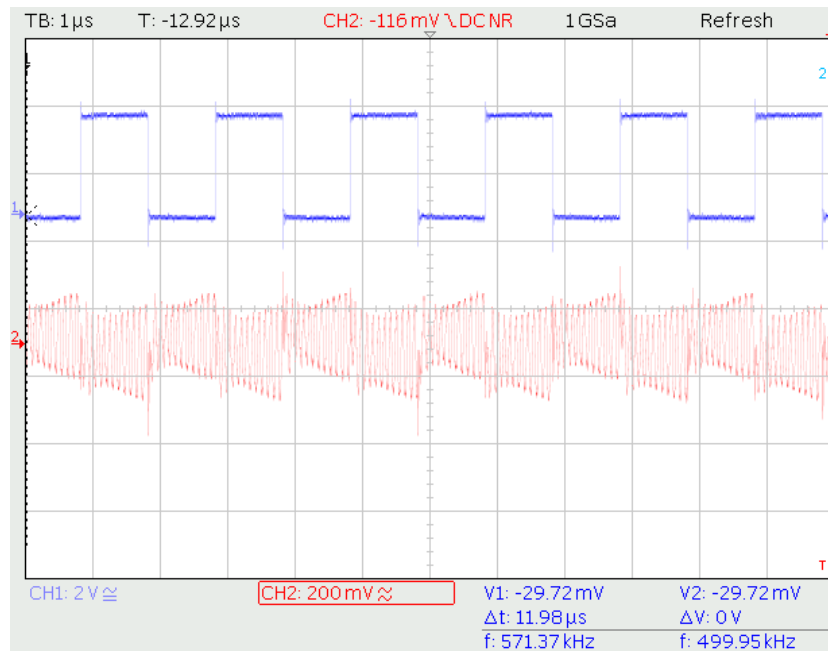


Figura 6.13: Sinal modulado após conversão de frequência

Para confirmar o correcto funcionamento do *mixer*, e verificar que após efectuar a conversão de frequência o sinal resultante possui duas bandas laterais, é apresentada a sua FFT na figura 6.14.

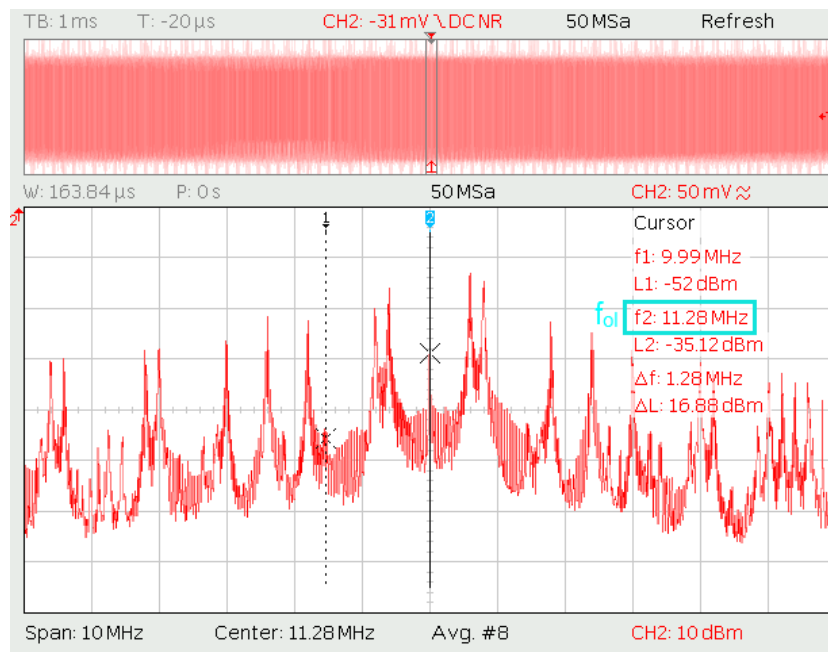


Figura 6.14: FFT do sinal à saída do mixer



Como era de esperar, o sinal possui a banda superior e inferior (soma e subtração de frequências), centradas em  $f_{OL}$ , onde a utilização do filtro cerâmico se revela de grande importância, não só para eliminar a banda superior, mas também para eliminar as harmónicas que poderiam interferir na recepção.

Para visualizar a atenuação, imposta pelo filtro cerâmico e pelo amplificador sintonizado, mostra-se na figura 6.15, a FFT do sinal à saída do amplificador sintonizado, sendo este o sinal que é aplicado ao eléctrodo para ser transmitido.

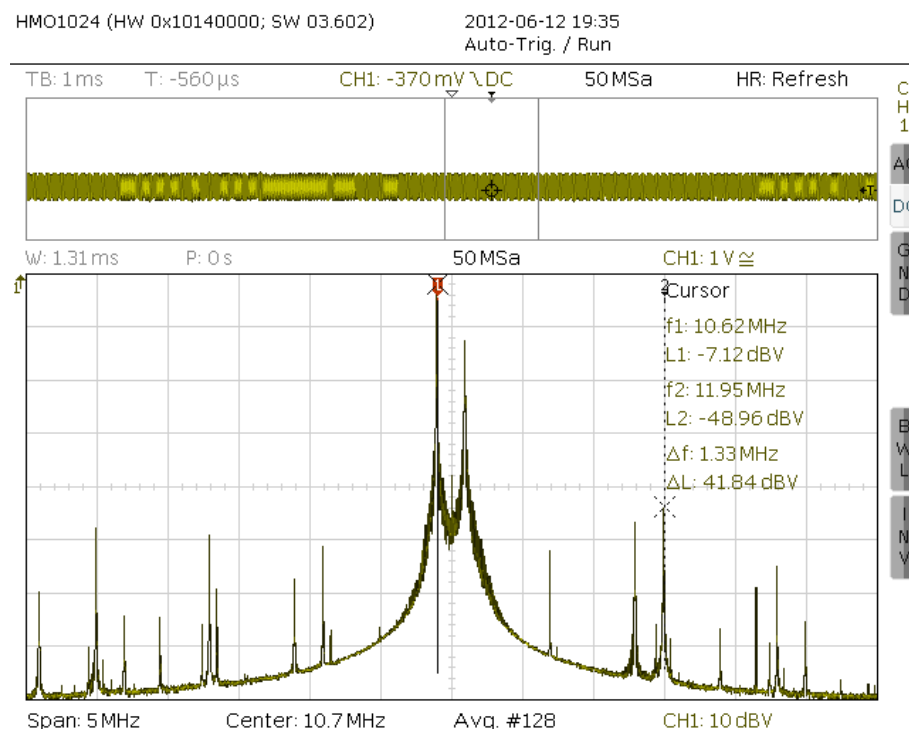


Figura 6.15: FFT do sinal à saída do amplificador sintonizado

Segundo o *datasheet* do filtro cerâmico, este provoca uma atenuação entre 30dB a 50dB para frequências fora da gama  $[10.2M; 11.2M]$ , o que permite amplificar apenas uma banda estreita de frequências, centrada na frequência central do filtro. É visível na figura 6.15 que o espectro resultante é mais compacto, onde a banda superior e todas as harmónicas foram bastante atenuadas. A atenuação obtida na prática situa-se na ordem dos 40dB, encontrando-se próxima daquela que seria esperada em teoria.

Na figura 6.16 é visível o sinal à saída do amplificador sintonizado, sendo que na figura 6.16a é apenas gerado no microcontrolador um sinal PWM com frequência de 500KHz, para comprovar que o sinal resultante na saída do amplificador sintonizado possuía frequência próxima de 10.6MHz. O mesmo foi feito para a figura 6.16b, mas desta feita gerou-se um sinal PWM com frequência de 666KHz, para obter um sinal com frequência próxima de 10.8MHz à saída do

## CAPÍTULO 6. RESULTADOS

amplificador sintonizado.

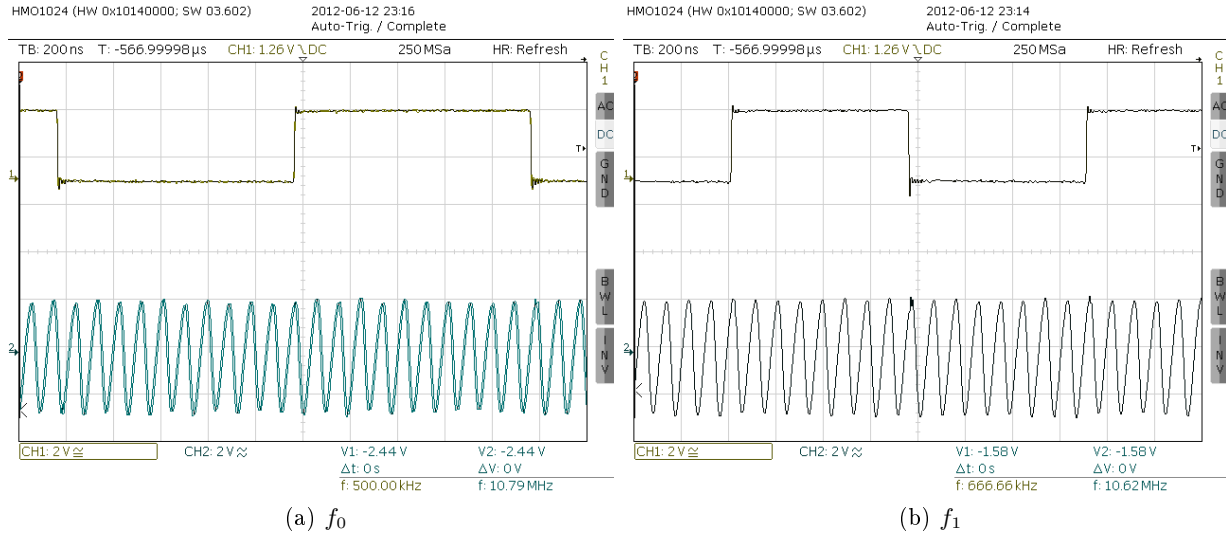


Figura 6.16: BPSK de alta frequência

As frequências do sinal BPSK após conversão, obtidas experimentalmente, expostas na figura 6.16, são as seguintes:

$$f_{1RF} = 10.62MHz \quad (6.3)$$

$$f_{0RF} = 10.79MHz \quad (6.4)$$

A amplitude obtida à saída do amplificador (aproximadamente 2V) é certamente inferior à amplitude que o sinal possui na realidade, uma vez que ao utilizar uma ponta de prova na medição, coloca-se uma capacidade (14pF) em paralelo com o condensador variável utilizado na sintonia do amplificador, o que altera a frequência de ressonância do circuito, diminuindo desta forma o ganho do amplificador.

O sinal resultante é muito próximo de uma onda sinusoidal perfeita. Este facto é facilmente explicado tendo em conta a operação de conversão na frequência e a filtragem aplicada ao sinal. Uma onda quadrada pode ser aproximada através da soma de várias ondas sinusoidais a diferentes frequências, nomeadamente, a sinusóide com frequência igual à do sinal quadrado, designada de frequência fundamental mais as suas harmónicas, de frequências múltiplas ímpares da fundamental com amplitudes cada vez menores. Quando é feita a conversão de frequência a um sinal quadrado, as frequências das harmónicas deixam de ser múltiplas da fundamental, deixando de ser uma onda quadrada. Com a filtragem efectuada pelo filtro cerâmico, as harmónicas, que também foram convertidas, passam a possuir uma amplitude muito menor, sendo que quanto

maior a atenuação do filtro, mais o sinal se aproxima de uma sinusóide perfeita.

### 6.4.2 Receptor

De forma a verificar o comportamento do receptor em função da distância entre os *transceivers*, são apresentados gráficos do sinal desmodulado e amplificado para duas distâncias diferentes (10cm e 30cm) e cinco taxas de transmissão (10Kbps, 30Kbps, 57Kbps, 100Kbps e 150Kbps). Primeiro são efectuados testes numa superfície de madeira, com uma estrutura metálica a suportá-la, cujo esquema de medição adoptado é apresentado na figura 6.17.

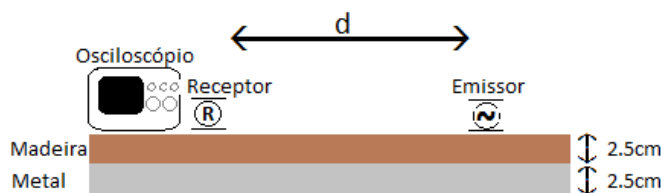


Figura 6.17: Imagem demonstrativa das medições efectuadas

Para este teste configurou-se um dos *transceivers* no modo receptor e ligou-se ao aparelho de medida de forma a apresentar o nível de RSSI e o sinal recebido. O segundo *transceiver* foi configurado no modo emissor, enviando tramas a cada 8ms, com dois *bytes* de dados iguais a 0x55. Para cada velocidade de transmissão apresentam-se os resultados referentes às duas distâncias de separação entre os *transceivers*, 10cm e 30cm respectivamente. De referir que ao ligar o *transceiver* receptor ao aparelho de medida o comportamento do sistema altera-se, pelo que estes gráficos são apenas ilustrativos, servindo para apresentar o comportamento do receptor à medida que o RSSI diminui, sabendo à partida, que o seu comportamento no corpo humano apresentaria melhores resultados.

Nas figuras 6.18, 6.19, 6.20 e 6.21 é apresentado o sinal desmodulado e amplificado (sinal azul) e o RSSI (sinal amarelo), onde é visível uma diminuição deste com o aumento da distância, como era esperável.

## CAPÍTULO 6. RESULTADOS

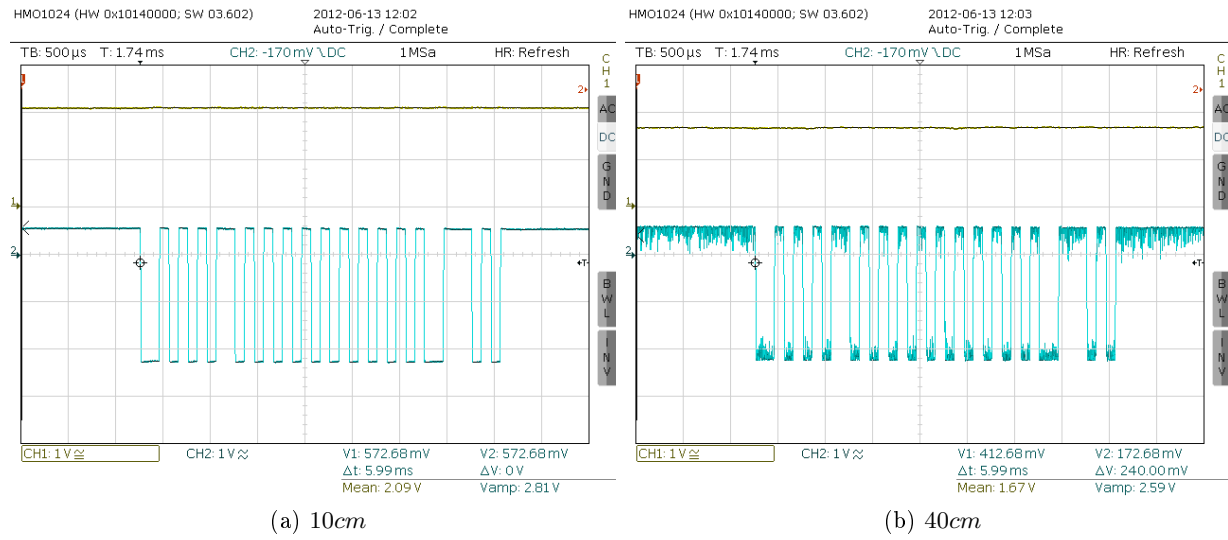


Figura 6.18: Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 10kbps

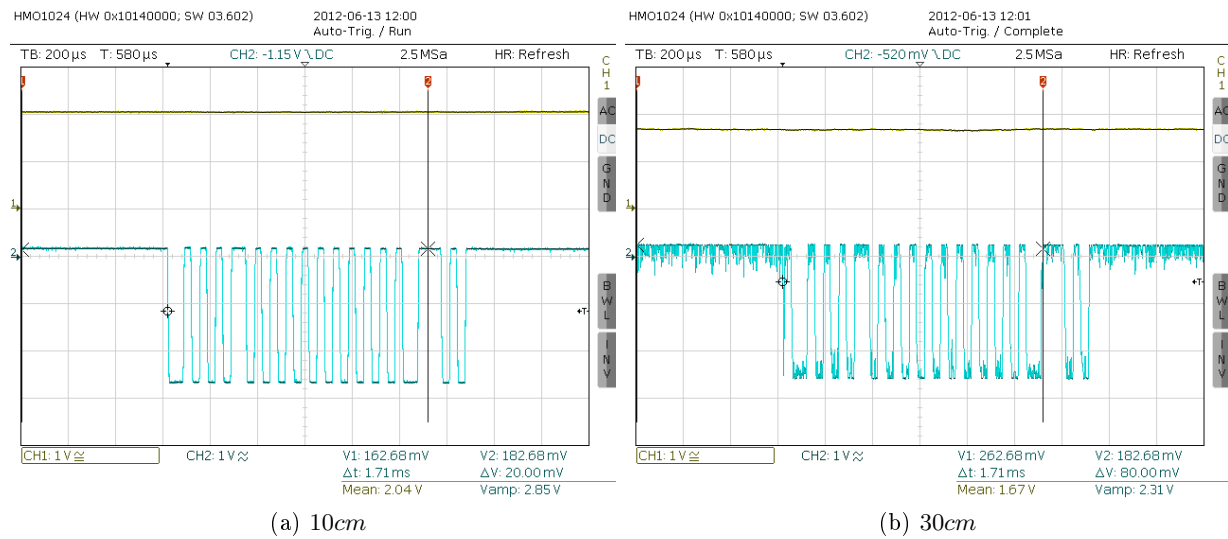


Figura 6.19: Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 30kbps

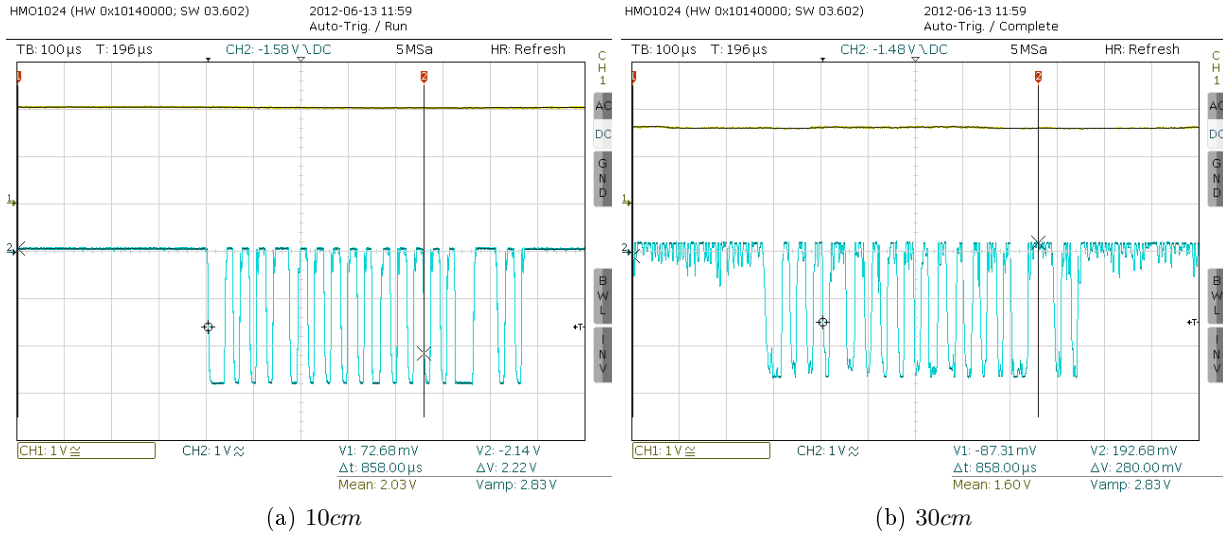


Figura 6.20: Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 57kbps

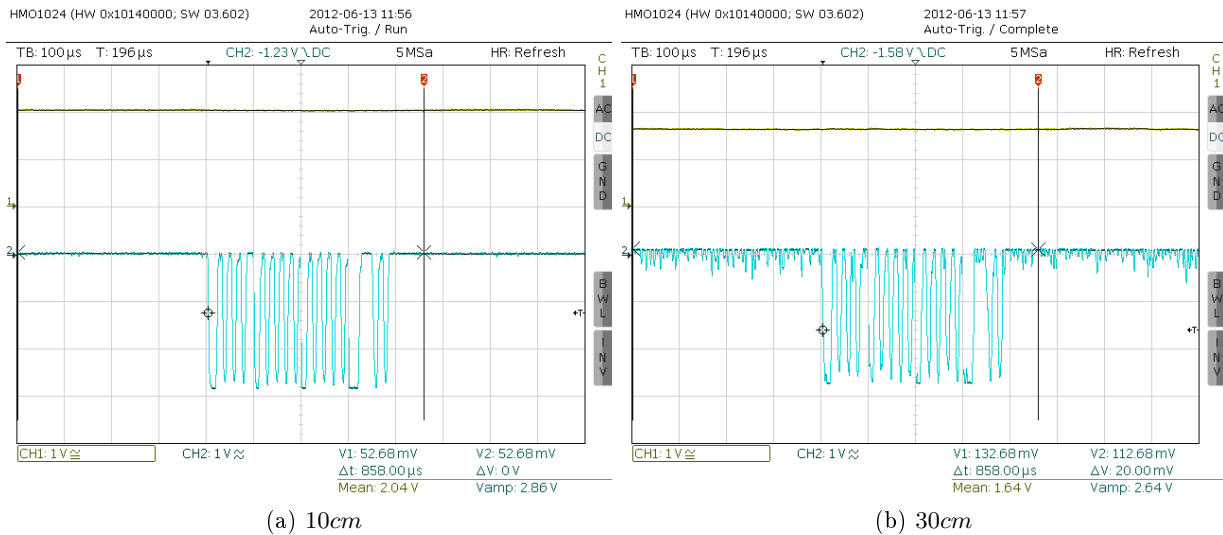


Figura 6.21: Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 100kbps

Como se pode ver em todas as figuras anteriores, a amplitude do sinal desmodulado, após amplificação, é próxima dos 3V, valor este determinado no capítulo 4. Os valores do ganho e da tensão de referência do amplificador tiveram de ser recalculados uma vez que a amplitude do sinal desmodulado é de 100mV e não 400mV, pelo que o ganho do amplificador passa a ser aproximadamente 30V/V. Inicialmente a tensão de referência do amplificador era gerada com recurso a um divisor resistivo e um *opamp* configurado em seguidor de tensão, mas desta forma não se conseguiu centrar o sinal desmodulado em 1.5V, pelo que se optou pela utilização de um

potenciômetro de  $50K\Omega$  e proceder ao seu ajuste na PCB.

Tentou-se evitar que a amplitude do sinal provocasse a saturação do *opamp*, mas mesmo que tal se verifique em algumas situações, as velocidades de transmissão envolvidas não provocam problemas de maior na recepção, dado que o intervalo de tempo que o *opamp* demora a sair da saturação é desprezável comparativamente com o período de *bit*.

De seguida é explicada a razão da impossibilidade de utilizar velocidades de transmissão superiores a 100KHz, baseando a explicação na figura 6.22, onde consta o sinal à saída do amplificador, para uma taxa de transmissão de 150KHz e uma distância de 10cm e 30cm.

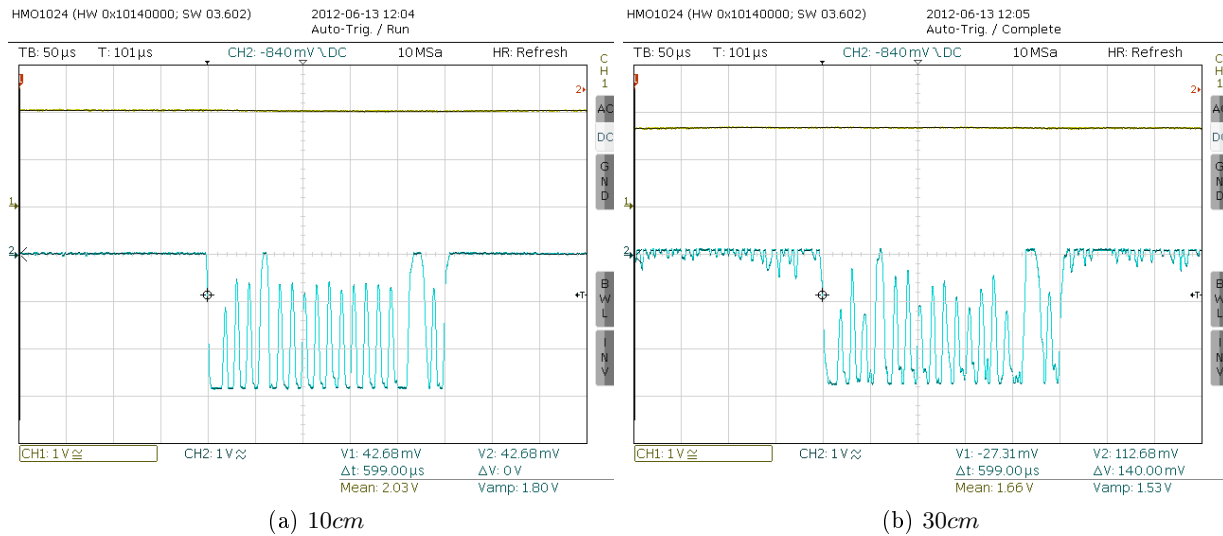


Figura 6.22: Sinal desmodulado e amplificado com velocidade de transmissão de 150kbps

Após análise do gráfico anterior é possível concluir que se torna impossível recuperar o sinal em banda-base quando se utiliza uma taxa de transmissão de 150Kbps. Este não é recuperado correctamente dado que algumas das transições do sinal amplificado não ultrapassam a tensão de referência utilizada no comparador, ou mesmo ultrapassando, o intervalo de tempo que permanecem nesse patamar de tensão é muito reduzido. Este facto deve-se à frequência de corte do filtro passa-baixo na saída do desmodulador ser próxima de 70KHz e à largura de banda dos filtros cerâmicos. Estes possuem uma largura de banda reduzida pelo que não permitem atingir taxas de transmissão muito elevadas, mas neste caso será o filtro passa-baixo que impede uma recuperação correcta do sinal. Com um aumento da frequência de corte do filtro passa-baixo talvez fosse possível utilizar velocidades de transmissão perto de 150KHz, mas reduzir-se-ia o alcance do *transceiver* com esta alteração (menor atenuação aplicada ao ruído presente no sinal desmodulado), pelo que não se procede a essa alteração, dando prioridade ao alcance do mesmo.

Nas secções 6.5 e 6.6, são realizados testes sem recurso a instrumentos de medida, verificando efectivamente o comportamento do sistema no corpo humano, sem acoplamento entre as massas

do receptor e da rede eléctrica.

## 6.5 Alcance do *Transceiver*

Durante toda a realização deste projecto teve-se o cuidado de implementar um receptor com uma sensibilidade elevada, de modo a permitir uma comunicação entre qualquer ponto no corpo humano e nas suas imediações, ou seja, um alcance entre 1m e 2m.

O SA636 possui um indicador proporcional à potência do sinal recebido (RSSI), que permite determinar se o receptor possui auto-oscilação, que pode diminuir a sensibilidade do receptor. É referido no seu *datasheet* que na ausência de sinal, o RSSI deve ser inferior a 500mV, significando em caso contrário que o receptor se encontra no modo regenerativo, piorando a sua sensibilidade. O valor medido, na ausência de sinal é cerca de 1.3V, no entanto, como o indicador foi configurado com um ganho de 2V/V, corresponde a 650mV. Apesar de ser pouco superior ao valor mínimo referido no *datasheet*, pode ser indicador de pequenas oscilações, que pioram a sensibilidade do receptor, diminuindo o alcance do *transceiver*.

Após confirmar que todos os blocos constituintes do *transceiver* funcionam correctamente, através da visualização das formas de onda e FFTs mais importantes, foi desenvolvido um método de teste, que permite determinar o alcance do *transceiver*, de um modo mais ou menos grosseiro, no entanto sem a utilização de qualquer instrumento de medida que alterasse o comportamento do sistema em estudo.

Para a realização deste teste configurou-se um dos *transceivers* no modo emissor, com uma velocidade de transmissão de 30Kbps. O segundo *transceiver* é configurado no modo receptor, utilizando uma velocidade de transmissão igual à do emissor. O emissor envia tramas continuamente, com um determinado intervalo entre tramas (*iddle*), enquanto que a função do receptor é processar as tramas recebidas de forma a sinalizar a ocorrência de erros na transmissão dos dados. Para fornecer a indicação referida, utilizou-se um dos *leds* disponíveis, sendo que este acende sempre que recebe uma trama sem erros e apaga quando se verifica a ocorrência de erros na recepção. Desta forma, é possível determinar, de modo mais ou menos grosseiro, o alcance aproximado do *transceiver* nos diferentes casos em estudo.

Com recurso a este método, procurou-se estimar o alcance do *transceiver* em quatro situações distintas. Numa superfície não condutora (madeira ou plástico), num plano de massa aproximadamente infinito, no corpo humano e numa suposta transferência de dados entre dois utilizadores.

Na figura 6.23 são expostos os testes realizados, e na tabela 6.3 encontram-se os resultados obtidos.

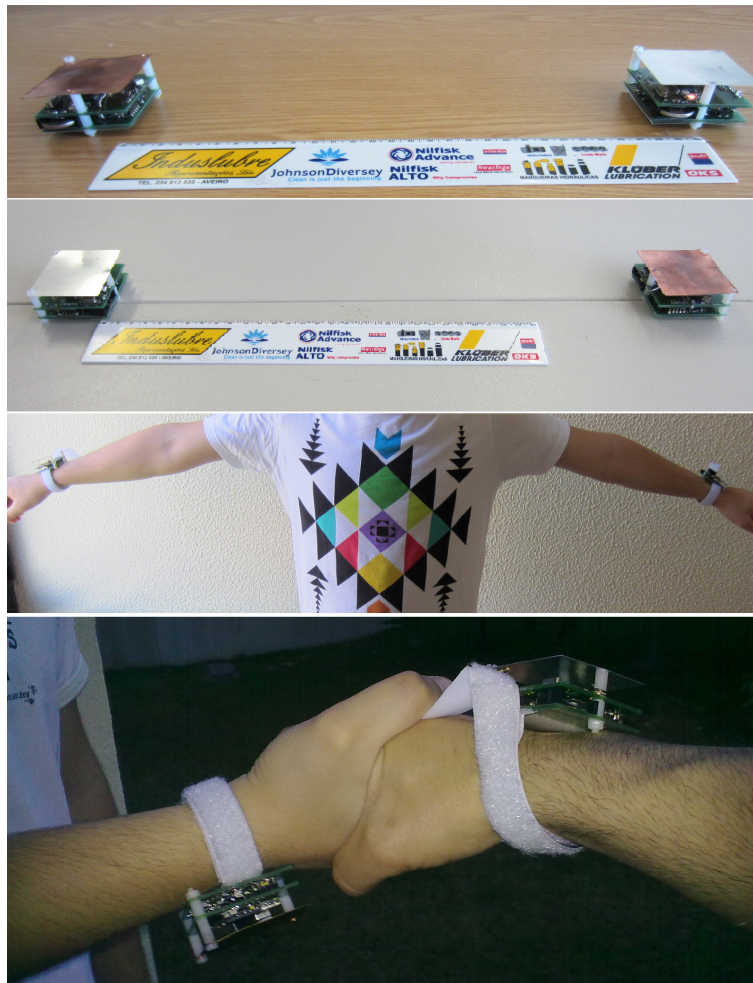


Figura 6.23: Testes efectuados

Primeiro foi realizada a experiência com os *transceivers* numa superfície não condutora (mesa de madeira), depois num plano de massa aproximadamente infinito, de seguida no corpo humano e finalmente numa situação com dois utilizadores. A pior situação verifica-se quando os *transceivers* se encontram numa superfície não condutora, cujo alcance anda por volta dos 28cm. Quando se encontram num plano de massa o seu alcance é de 42cm. Em relação aos testes efectuados no corpo humano, o alcance parece ser suficiente para cobrir toda a sua área, embora em algumas situações o seu comportamento se aproxime de um plano de massa, principalmente na zona do peito.



Tabela 6.3: Alcance

Testes	Alcance
Superfície não condutora	28cm
Plano de massa (aproximadamente infinito)	42cm
Corpo humano	Aproximadamente toda a área do corpo
Entre dois utilizadores (No exterior)	Aproximadamente 75cm

Em todos os testes realizados foi admitido que o alcance máximo é dado pela distância à qual o *led* ainda se apresentava ligado (quando começa a piscar significa que algumas das tramas recebidas contêm erros), ou seja, para as distâncias registadas na tabela anterior, a percentagem de erros é muito próxima de 0%.

Foi notório na realização destas experiências que o posicionamento e alinhamento dos *transceivers* no corpo humano é muito importante, embora tenha sido feita apenas uma análise qualitativa ao sistema, já dá para ter uma ideia geral do comportamento que este apresentará em funcionamento, nas diferentes situações. No entanto, existem muitas outras situações que devem ser estudadas em detalhe, nomeadamente em relação à colocação dos *transceivers* no corpo. A título de exemplo, verificou-se que quando se aproxima o eléctrodo de sinal do corpo humano (estando o *transceiver* colocado no pulso e virado ligeiramente para o lado do corpo), é criado um efeito de *shield*, curto-circuitando o receptor, impedindo desta forma a recepção.

Em jeito de conclusão, constata-se que o sistema de comunicação implementado poderá ser utilizado para comunicação no corpo humano, possuindo alcance suficiente para cobrir toda a sua área e até 75cm deste, no máximo.

Seguidamente é efectuado um estudo quantitativo, que permite determinar a percentagem de tramas recebidas correctamente, em quatro situações diferentes, sem recorrer a instrumentos de medida, para não alterar significativamente o funcionamento do sistema.

## 6.6 Percentagem de Erros

De forma a ter uma maior percepção da qualidade da transmissão entre os *transceivers*, é feita nesta secção uma apresentação de resultados, referentes a experiências realizadas em quatro situações distintas. As situações em estudo são as seguintes:

1. Utilizar o *transceiver* emissor no interior de um bolso e o *transceiver* receptor numa mesa ou outra superfície (simulando um pagamento numa estação fixa);
2. Utilizar um dos *transceivers* no peito e um no pulso, simulando a transmissão de dados de um exame médico;
3. Utilizar os dois *transceivers* nos pulsos, de braços esticados;

4. Utilizar um dos *transceivers* no tornozelo e outro no pulso contrário, com o braço novamente esticado.

Na realização destes testes configurou-se um dos *transceivers* no modo receptor e outro no modo emissor. O *transceiver* emissor envia uma trama com dados, cujo valor é conhecido, a cada 0.1s, à velocidade de transmissão configurada, num total de 100 tramas. O receptor recebe as tramas e armazena em memória os dados recebidos sem erros (100 inteiros *unsigned* caso não ocorra nenhum erro na transmissão).

O emissor cessa o seu funcionamento quando envia as 100 tramas (cerca de 10s depois de iniciar a transmissão), enquanto que o receptor deixa de processar as tramas recebidas quando ocorre um *timeout*, controlado pelo *timer* 4 e que garanta um intervalo de tempo suficiente para receber todas as tramas. Posto isto, entra num estado em que aguarda a recepção de uma sinalização por parte do *Matlab* para efeitos de sincronização, reenviando de seguida os dados recebidos correctamente. Esta retransmissão para o *Matlab* permite determinar a percentagem de tramas que foram efectivamente recebidas sem erros, cujos resultados são apresentados na tabela 6.4.

Tabela 6.4: Percentagem de tramas sem erros

Taxa de Transmissão	Percentagem de tramas recebidas correctamente			
	Teste 1 (70cm)	Teste 2 (1m)	Teste 3 (1.5m)	Teste 4 (1.8m)
10Kbps	100	100	100	100
30Kbps	100	100	100	100
57Kbps	100	100	100	100
100Kbps	100	100	100	100
120Kbps	22.38	50.75	11	4

Este estudo dá para certificar a qualidade da transmissão, assim como definir o alcance do *transceiver* e a sua taxa de transmissão máxima. Os valores registados foram obtidos com base na execução de oito experiências para cada teste, realizadas nas mesmas condições, ou seja, as percentagens obtidas em cada teste foram calculadas com base no envio de 800 tramas e não apenas em 100.

Resumiram-se todas as aplicações possíveis em quatro casos de estudo simples, mas no futuro deverão ser efectuados testes mais exaustivos (utilizar um maior número de tramas nos testes, diminuir o intervalo entre as tramas (*idle time*) e introduzir mais casos de estudo).

Os resultados obtidos são muito positivos, uma vez que é garantida uma transmissão sem erros em comunicações efectuadas no corpo humano até uma taxa de transmissão de 100Kbps, pelo menos nas situações em estudo.

O alcance deste sistema de comunicação, determinado na secção anterior, e comprovado com os resultados da tabela 6.4, confirma a possibilidade de ser aplicado em comunicações no corpo

humano e na sua área envolvente, nas mais variadas aplicações, embora a taxa de transmissão não seja ainda muito elevada.

## 6.7 Aplicações Práticas

Com o *transceiver* assemblado e testado, torna-se mais fácil desenvolver aplicações que utilizem a arquitectura implementada, onde existe uma grande margem de manobra para implementações funcionais e de baixo consumo.

Neste projecto foram feitas duas aplicações que serviram de teste à arquitectura implementada, desta feita, numa primeira aplicação são enviados para o *Matlab* dados referentes aos níveis de bateria dos dois *transceivers* e o RSSI do *transceiver* receptor que se encontra ligado ao computador. Numa segunda aplicação, de maior relevância, implementou-se um amplificador de ECG, cujo sinal é amostrado em um dos *transceivers*, transmitido para o segundo e posteriormente para um computador, por meio de fios, para ser visualizado com recurso ao *Matlab*.

O código desenvolvido para ambas as aplicações, nomeadamente nos *transceivers* e no *Matlab*, é muito semelhante, por isso optou-se por mostrar apenas o fluxograma referente ao amplificador de ECG.

### 6.7.1 RSSI e nível de bateria

Esta aplicação funciona de uma forma muito simples, onde um dos *transceivers* se encontra ligado ao computador para sincronizar com o *Matlab*. Quando efectua o sincronismo, entra no modo emissor, envia uma trama de sincronismo para o segundo *transceiver* e coloca-se no modo receptor para processar as tramas recebidas. O segundo *transceiver*, quando recebe a trama de sincronismo, entra no modo emissor e inicia um processo de amostragem da tensão da sua bateria e envia o valor das leituras para o primeiro *transceiver* ( $f_a = 1\text{Hz}$ ). O *transceiver* que se encontra ligado ao computador, processa as tramas recebidas, de forma a verificar se os dados foram recebidos sem erros, seguidamente faz duas amostragens (tensão da bateria e RSSI) e envia os dados para o *Matlab*, para permitir a sua visualização na forma de um gráfico (nível de bateria de ambos os *transceivers* e RSSI do *transceiver* receptor). No *Matlab* são recebidas dez amostras e apenas é apresentado o valor médio dessas amostras, resultando numa frequência de amostragem de 0.1Hz. O gráfico obtido encontra-se na figura 6.24, onde é visível uma descida progressiva da tensão das baterias de ambos os *transceivers* com o tempo, e a variação do RSSI, resultado de um aumento/diminuição da distância que os separa.

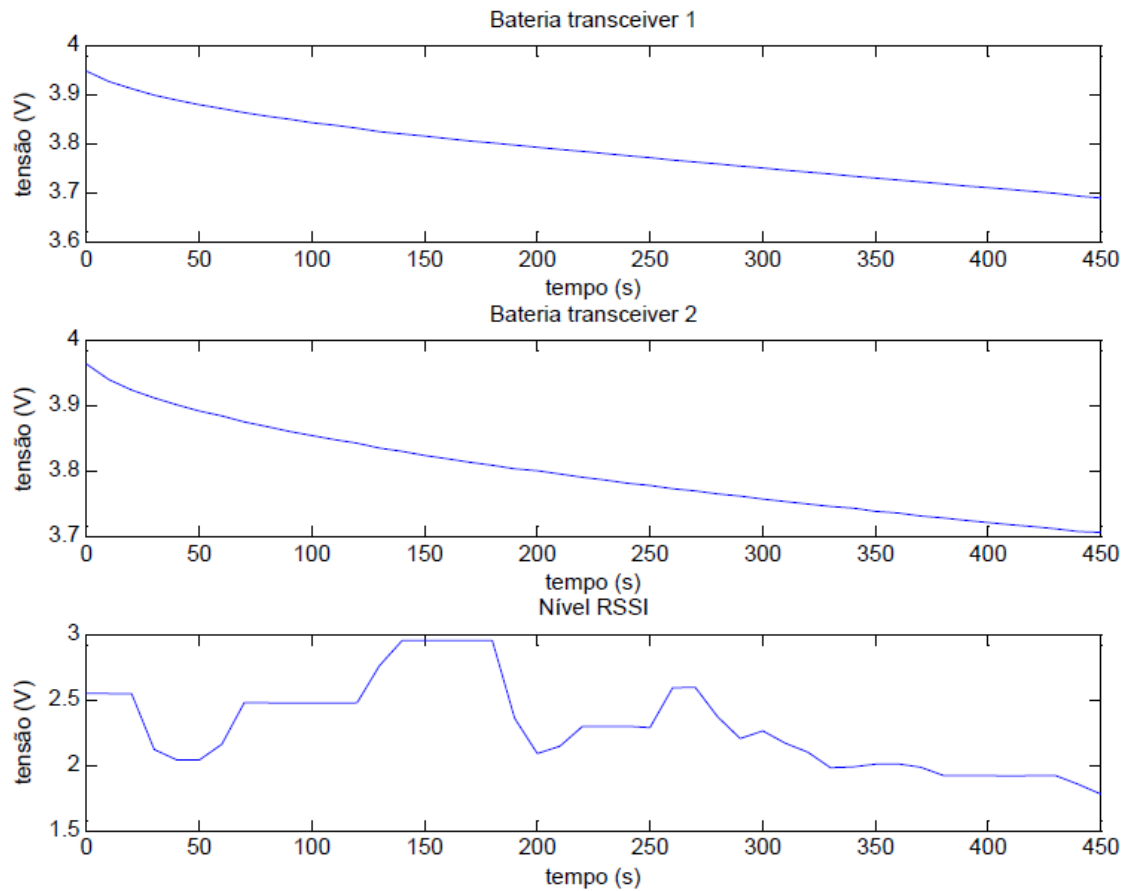


Figura 6.24: Visualização dos níveis de bateria e RSSI no *Matlab*

Olhando para a variação do RSSI, é interessante referir que a primeira queda, até cerca de 2V se deve ao afastamento dos *transceivers*, mantendo um deles na palma da mão esquerda (*transceiver 1*), e a mão direita muito próxima do outro (*transceiver 2*) que se encontra ligado ao computador (cerca de 1.5m de distância). Quando se aproximam os *transceivers* é atingido o valor máximo do RSSI (perto de 3V), ou seja, o sinal recebido possui atenuação mínima, como seria de esperar. O gráfico apresentado possui uma escala de tempo até aos 7 minutos, onde foi terminada a execução de ambos os *transceivers*, não por falta de bateria (3.7V aproximadamente), mas sim por imposição. Uma vez que o regulador utilizado possui uma tensão de *dropout* muito baixa, a tensão de saída continua regulada em 3V para tensões de entrada muito próximas desse valor, maximizando o tempo de funcionamento do *transceiver*.

Apesar do correcto funcionamento da aplicação, em caso de falha de sincronismo entre o *Matlab* e o *transceiver*, os dados visualizados podem não ser os correctos. Na ocorrência de erros na recepção de uma trama, os dados são descartados e não é enviada qualquer informação para o *Matlab*. Apesar disto, dado o teor desta aplicação em particular, este facto não é muito importante.

### 6.7.2 Amplificador de ECG

O objectivo desta aplicação era demonstrar a possibilidade de utilizar este sistema de comunicação no âmbito de exames médicos, nomeadamente na aquisição de sinais biológicos de baixa frequência. Como a PCB desenhada não foi produzida em tempo útil, não foi possível implementar o amplificador de ECG. No entanto, utilizou-se um gerador de sinais para simular uma aquisição de um sinal biológico, neste caso aproximada por uma onda sinusoidal de frequência próxima de 10Hz.

O processo de amostragem do sinal é equivalente ao referido na secção 5.5, tendo-se utilizado uma frequência de amostragem efectiva de 125Hz, mas em vez de se utilizar o amplificador de ECG e amostrar o sinal obtido, utilizou-se o sinal proveniente do gerador. É exibida na figura 6.25a a forma de onda visualizada com recurso a um osciloscópio. Esta é amostrada em um dos *transceivers*, enviada para um segundo *transceiver* que se encontra ligado a um computador e de seguida são reenviados para o *Matlab* os dados recebidos correctamente, permitindo a visualização do sinal reconstituído na figura 6.25b.

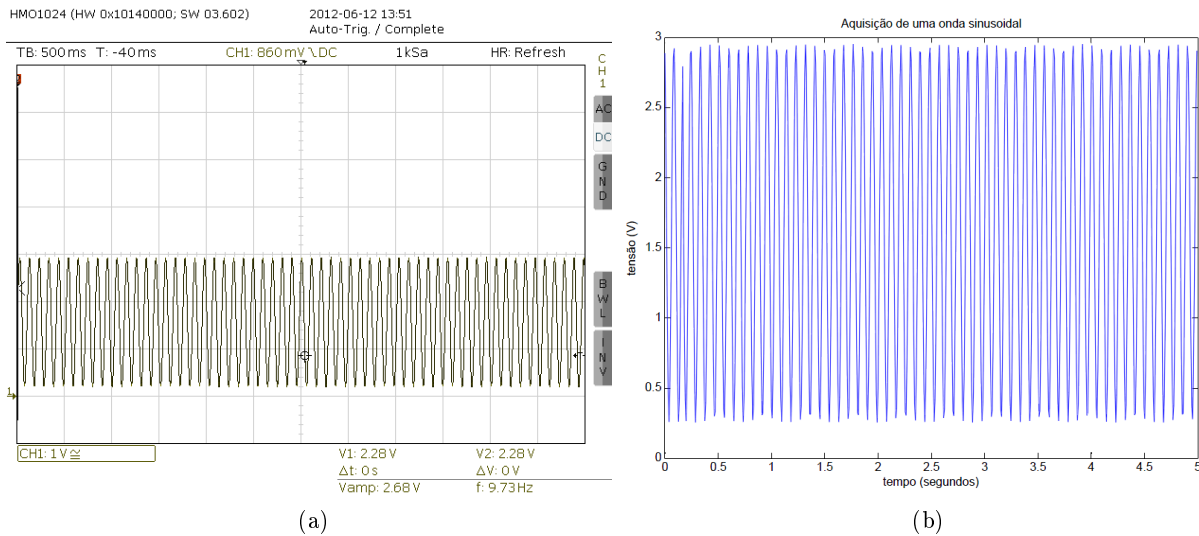


Figura 6.25: Onda sinusoidal de teste: a) registada no osciloscópio b) enviada para o *Matlab*

Apesar de esta experiência não ter grande relevo, e de se utilizar um gerador de sinal ligado ao *transceiver*, alterando o comportamento do sistema de comunicação, os resultados obtidos servem para comprovar a possibilidade de utilizar este sistema de comunicação no corpo humano, nas mais variadas aplicações, nomeadamente na aquisição de sinais biológicos.

Para realizar uma experiência semelhante, mas desta feita com uma menor alteração ao sistema, utilizou-se um *script* do *Matlab* (retirado de [45]) para gerar um sinal de ECG com frequência de amostragem de 100Hz, e cerca de 70 batimentos por segundo. Converteram-se os valores num formato digital entre 0 e 1023 (considerando uma amostragem com 10 *bits*) e armazenaram-

se num *array* na memória interna do microcontrolador de um dos *transceivers*, para proceder à sua transmissão. A cada 10ms é enviado um valor, sendo que quando se chega ao fim do *array*, coloca-se a zero a variável que contém o índice do próximo valor a enviar. Assim, é transmitido o mesmo complexo QRS de forma contínua, permitindo simular a transmissão de um sinal de ECG entre ambos os *transceivers*, sem recurso a um gerador de sinais, como foi feito na experiência anterior, minimizando a alteração ao funcionamento do sistema que este provoca. Os dados recebidos são apresentados em “*real time*” no *Matlab*, sendo que a escala do tempo é fixa em 5s. Pode-se ver na figura 6.26 o sinal recebido, após transmissão com recurso ao sistema de comunicação implementado.

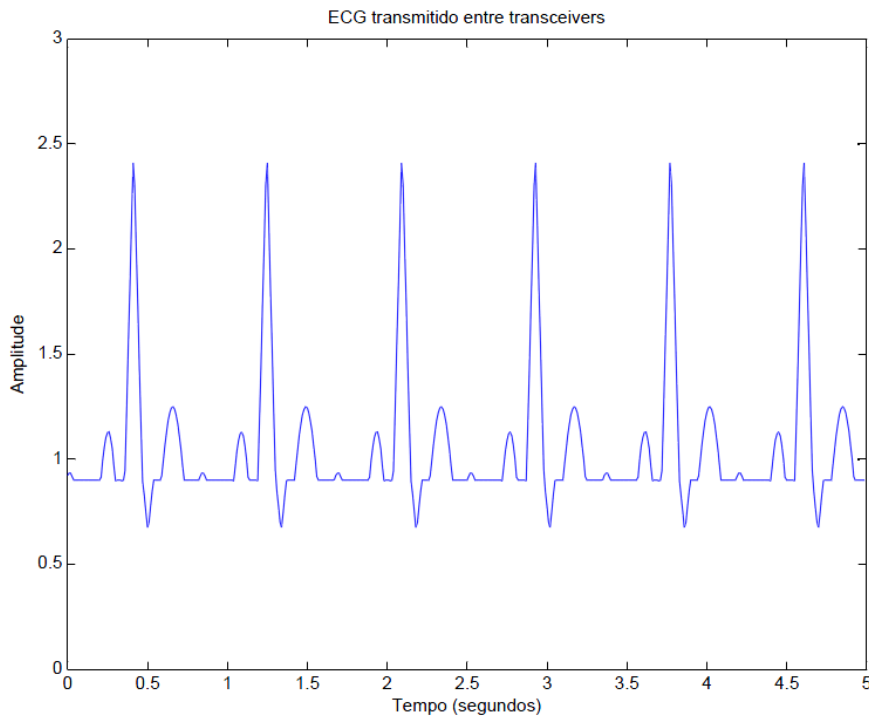


Figura 6.26: Sinal de ECG recebido no *Matlab*

Na impossibilidade de utilizar o amplificador de ECG como aplicação de teste para o sistema desenvolvido, as soluções encontradas para o aproximar revelaram-se úteis para constatar o seu correcto funcionamento e que a sua aplicação na aquisição e transmissão de sinais biológicos de baixa frequência é possível.

## Capítulo 7

# Conclusões e trabalho futuro

### Sumário

Este capítulo conclui a dissertação apresentando um resumo do trabalho realizado, seguido de uma discussão final dos resultados obtidos. Finalmente apresenta uma exposição de possíveis linhas de trabalho e investigação futuras, necessárias para uma melhor compreensão da tecnologia e eventualmente expor possíveis alterações com a intenção de melhorar a arquitectura implementada.

### 7.1 Conclusões

Esta dissertação focou-se na implementação de um *transceiver* para comunicação por acoplamento capacitivo sobre o corpo humano, onde se tentou desenvolver uma arquitectura com melhorias significativas relativamente às implementações de projectos anteriores, nomeadamente ao nível do alcance e da taxa de transmissão.

Numa fase inicial do projecto realizou-se alguma pesquisa para verificar efectivamente o que já tinha sido desenvolvido, para a partir daí determinar os pontos mais críticos numa implementação com estas características específicas. Desta forma foi possível dar mais ênfase à implementação do receptor do *transceiver*, elemento fundamental na comunicação por acoplamento capacitivo.

A utilização do SA636 no receptor revelou-se uma mais valia, permitindo não só efectuar a recepção do sinal com uma boa sensibilidade, mas também possibilitou a realização de uma modulação de baixa frequência, utilizando módulos do microcontrolador e uma posterior conversão para frequências mais elevadas, utilizando o *mixer* disponível. Assim, pôs-se de parte o uso de osciladores de alta frequência para modular o sinal a transmitir, evitando o consumo extra que estes iriam provocar.

O microcontrolador escolhido, apesar de apresentar consumos reduzidos no modo *sleep*, representa mais de metade do consumo do *transceiver* quando se encontra em funcionamento; é possível escolher-se um microcontrolador mais pequeno (*package* menor e menos pinos) e com

menor consumo numa implementação futura. A escolha recaiu sobre o PIC24HJ128GP502 pelo facto de possuir um módulo de comunicação CAN, desenhado para operar em ambientes ruidosos, com métodos de detecção de erros bastante desenvolvidos, mas como se veio a verificar o seu uso foi posto de parte.

Relativamente ao emissor, pode-se dizer que a estratégia de efectuar a modulação BFSK recorrendo a módulos internos do microcontrolador alcançou os resultados esperados, apresentando apenas um ligeiro atraso na mudança de frequências (máximo de  $3\mu s$ ), no entanto não apresentou problemas de maior na transmissão do sinal. O *mixer* funcionou correctamente, convertendo o sinal modulado de baixa frequência num sinal de frequência mais elevada. Efectuando uma análise na frequência do sinal resultante verificou-se que este apresentava as duas bandas de frequência, centradas em  $f_{OL}$ , ao qual foi retirada a banda superior (soma de frequências) antes de se proceder à sua amplificação. O amplificador sintonizado utilizado no emissor apresenta um ganho de aproximadamente 60dB, valor determinado por simulação e considerando componentes ideais. Este valor não foi verificado experimentalmente uma vez que a utilização de uma ponta de prova implica a perda de sintonia do circuito, diminuindo o seu ganho à frequência utilizada, mesmo assim nunca será inferior a 30dB.

Em relação ao receptor, o *buffer* com baixa capacidade de entrada utilizado possui um ganho aproximadamente unitário na banda de passagem, sendo muito importante na redução do efeito de carga do receptor no eléctrodo. Os andares de amplificação seguintes são o amplificador de FI e o limitador, que fornecem em conjunto cerca de 92dB de ganho, sendo estes responsáveis pelo ganho e selectividade do receptor. O desmodulador FSK (detector de quadratura) funcionou correctamente, apresentando à sua saída um sinal com amplitude de 100mV para o desvio de frequências utilizado.

O circuito utilizado para amplificar e centrar o sinal desmodulado revelou-se mais complexo do que o esperado, pois o nível DC do sinal desmodulado não foi o apresentado no *datasheet* e parece possuir uma variância grande de *chip* para *chip*. O uso do comparador interno na conversão do sinal analógico revelou-se assim uma boa opção, embora não tenha sido utilizado o *firmware* desenvolvido. Ao invés disso, ajustou-se a componente DC do sinal amplificado, utilizando o potenciómetro, e definiu-se a tensão de referência como  $\frac{V_{CC}}{2}$ . No entanto, o algoritmo que determina a tensão de referência, com base no valor médio do sinal desmodulado funcionou correctamente, tendo sido testado com recurso a dois potenciómetros. Um deles foi ligado a uma entrada de ADC, simulando uma leitura do valor médio do sinal, enquanto que o outro foi ligado à entrada do comparador. Confirmou-se que a tensão de comparação era alterada em função da tensão de saída no potenciómetro, sendo que a saída do comparador ficava a um sempre que a tensão à sua entrada subia acima da tensão imposta pelo potenciómetro na entrada, utilizada como referência.

O nível de RSSI obtido na ausência de sinal é ligeiramente superior ao máximo definido no *datasheet*, podendo indicar que o receptor pode, marginalmente, trabalhar no modo regenerativo.



Este provoca um efeito nefasto na recepção quando o nível de sinal recebido é muito reduzido. Isto provoca uma redução na sensibilidade do receptor, piorando de certa forma o alcance do *transceiver*.

A camada de ligação de dados implementada permitiu adicionar alguma robustez ao sistema de comunicação, nomeadamente ao nível da detecção de erros e de sincronismo, embora possa ainda ser melhorada significativamente.

Relativamente aos resultados obtidos, referentes ao sistema de comunicação implementado, nomeadamente em termos do alcance e da taxa de transmissão, pode-se dizer que foram superadas as expectativas. A possibilidade de transmitir informação entre *transceivers* colocados no corpo humano, nas situações abordadas, com uma taxa de transmissão de 100Kbps, ou a confirmação da hipótese de troca informação entre dois utilizadores, ou entre um utilizador e uma estação fixa, trás boas prespectivas de uma possível utilização desta tecnologia de comunicação num futuro não muito distante.

Em suma, a utilização da comunicação por acoplamento capacitivo sobre o corpo humano é uma alternativa às tecnologias de uso geral na interligação de dispositivos electrónicos em WBANs. Da sua utilização pode resultar um aumento significativo da segurança devido ao seu alcance bem definido, sendo este o seu ponto mais forte. A sua aplicação nos dispositivos electrónicos de uso pessoal ou no âmbito da saúde pode trazer melhorias aos mais variados níveis, entre eles o conforto de utilização, a segurança na transmissão de informação e na autonomia dos equipamentos.

## 7.2 Trabalho Futuro

Ao longo da realização deste projecto foram surgindo novas ideias que, não tendo sido possível proceder à sua implementação em tempo útil, podem vir a proporcionar uma melhoria significativa ao protótipo.

Relativamente à arquitectura desenvolvida, um dos pontos fracos prende-se na necessidade de efectuar vários pequenos ajustes para colocar o transceiver no ponto de funcionamento óptimo, nomeadamente nos condensadores variáveis e no potenciómetro que gera a tensão de referência do amplificador do sinal desmodulado. Neste caso particular não causa problemas de maior uma vez que estamos a falar de um protótipo, mas a necessidade de ajustes manuais é um processo moroso que provoca um aumento do custo dos dispositivos. Uma possível solução para evitar esta situação poderá passar pela utilização de *varicaps* (diodos com capacidade variável), permitindo uma sintonia automática dos amplificadores. Quanto à tensão de referência, esta deveria ser gerada no microcontrolador, com a possibilidade de ser ajustada em *runtime*. Paralelamente a isto, deve-se introduzir no protocolo de comunicação o módulo que determina a tensão de comparação óptima, aumentando de certa forma a versatilidade do comparador. Assim, mesmo que por alguma razão o valor médio do sinal sofra alguma alteração, a mudança da tensão de

comparação compensa essa alteração, criando um *data-slicer* adaptativo.

Foi referido no capítulo 6, que se fosse utilizada uma frequência de corte mais elevada no filtro passa-baixo do sinal desmodulado, talvez se pudessem utilizar taxas de transmissão ligeiramente mais elevadas. Então, se fosse utilizado um filtro com uma frequência de corte variável, ajustada à velocidade de transmissão da aplicação em causa e à posição/distância dos *transceivers*, poder-se-ia minimizar o ruído presente no sinal qualquer que fosse a situação, sem abdicar da utilização de taxas de transmissão superiores.

Constatou-se que o consumo do *transceiver* é relativamente elevado, e grande parte deste deve-se ao microcontrolador. Pode-se ter algum cuidado na escolha de um novo microcontrolador, com consumo inferior e que possua apenas os módulos necessário nesta implementação. Paralelamente à escolha de um novo microcontrolador, de forma a reduzir o consumo do *transceiver* a um mínimo, é também imperativo implementar um estado de baixo consumo, garantindo um aumento significativo da sua autonomia. O estudo relativo aos tempos de activação e desactivação dos módulos de *hardware* já foi feito, pelo que apenas é necessário ligar os módulos quando são efectivamente necessários, desligando-os de seguida, respeitando os intervalos de tempo determinados na secção 6.3. Ainda em relação ao consumo do *transceiver*, não foi implementada nenhuma forma de desactivar o *buffer* do receptor, pelo que se deve implementar um mecanismo semelhante ao utilizado no amplificador sintonizado do emissor para permitir a sua desactivação.

Relativamente às dimensões do transceiver, ainda que este não possua dimensões exageradas, estas podem ser reduzidas. O grande objectivo seria integrar a electrónica digital e a analógica na mesma PCB possibilitando uma redução na sua altura principalmente. Para permitir esta redução de tamanho devem-se escolher *packages* de tamanho inferior às utilizadas, tanto dos circuitos integrados como dos componentes discretos. Desta forma, ao desenhar uma nova PCB poder-se-iam rever alguns problemas existentes nesta versão. A utilização de componentes com *packages* mais reduzidos permitiria uma redução no comprimento das pistas, uma aproximação dos condensadores de desacoplamento aos pinos a desacoplar e uma consequente redução de tamanho da PCB. As PCB utilizadas apresentam uma espessura considerável, onde a troca por uma mais fina poderia trazer vantagens, nomeadamente na redução das vias de ligação ao *ground* e no aumento do acoplamento entre as pistas da camada superior e o plano de massa (camada inferior). Estas pequenas alterações ao nível do *layout* poderiam resultar num aumento da sensibilidade do receptor, que por sua vez traria melhorias ao nível do alcance.

Uma possível alteração ao nível do emissor, tentando também melhorar o alcance do *transceiver*, será a utilização de um multiplicador de tensão. Multiplicando a tensão de alimentação por um factor superior a um permite alimentar o amplificador sintonizado com uma tensão superior à tensão de saída do regulador, desta forma, pode-se aumentar a amplitude do sinal aplicado ao eléctrodo.

Deve-se rever a camada de ligação de dados numa próxima versão, tendo em vista a criação de uma rede de sensores utilizando a arquitectura desenvolvida na interligação dos diferentes

elementos. Podem-se adicionar à trama outros campos importantes, como identificadores (remetente e destinatário da mensagem), tamanho do campo de dados (permite o envio de um número de bytes de informação variável), entre outros. De forma a aumentar a robustez da comunicação entre os *transceivers* é necessário garantir a fiabilidade na transmissão dos dados. Para isso pode-se implementar um protocolo de comunicação baseado na troca de mensagens de *Acknowledge* ou *Not Acknowledge*, de modo a assegurar que não existe a perda de informação na transmissão. No entanto, deve ser efectuado um estudo mais aprofundado relativo a protocolos de rede, procurando optimizar o seu funcionamento, neste sistema específico.

Previamente à implementação de qualquer uma destas alterações deve ser feito um estudo com o objectivo de determinar o impacto da mesma, verificando se a sua utilização trás melhorias consideráveis à arquitectura desenvolvida.



## Apêndice A

# Deduções Matemáticas

### A.1 Desmodulador FM com detecção de quadratura

Deduções matemáticas efectuadas em [9].

Na figura A.1 é mostrado o desmodulador utilizado no receptor, onde antes de analisar o desmodulador propriamente dito, é determinada a função de transferência  $H(s) = \frac{V_{in2}(s)}{V_{in1}(s)}$ .

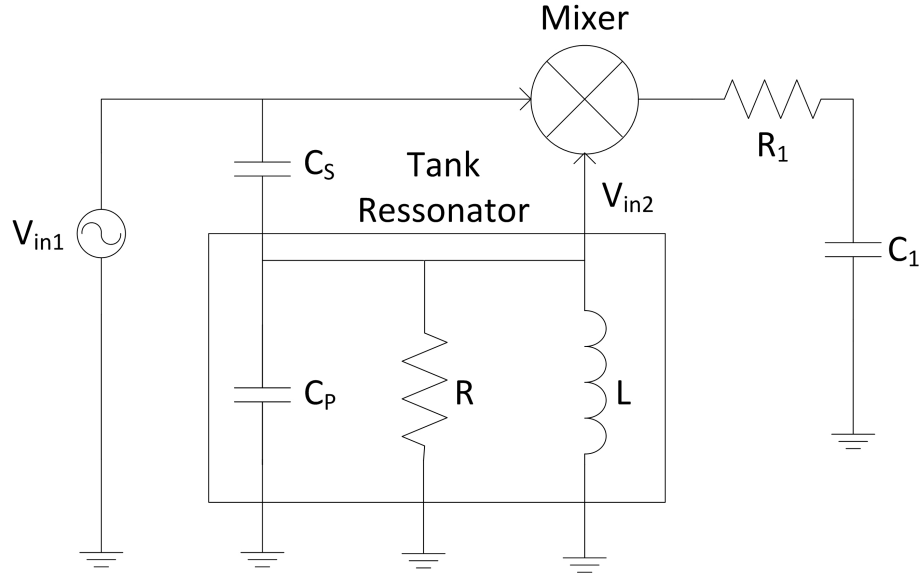


Figura A.1: Desmodulador

Então, a função de transferência  $H(s)$  é dada por:

$$H(s) = \frac{Z_{C_p} \parallel Z_L \parallel Z_R}{Z_{C_s} + Z_{C_p} \parallel Z_L \parallel Z_R} = \frac{\frac{C_s}{C_p + C_s} S^2}{S^2 + \frac{1}{R(C_p + C_s)} S + \frac{1}{L(C_p + C_s)}} = \frac{\frac{C_s}{C_p + C_s} S^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q} S + \omega_0^2} \quad (\text{A.1})$$

onde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_P + C_S)}} \quad (\text{A.2})$$

e

$$Q = \omega_0 R(C_P + C_S) \quad (\text{A.3})$$

Fazendo  $s = j\omega$  na equação A.1 vem que:

$$H(j\omega) = \frac{-\left(\frac{C_S}{C_P + C_S}\right)\omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j\frac{\omega_0}{Q}\omega} \quad (\text{A.4})$$

A fase de  $H(j\omega)$  é dada por:

$$\angle H(j\omega) = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{\omega_0}{Q} \frac{\omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \right) \quad (\text{A.5})$$

Utilizando os valores  $C_S$ ,  $C_P$ ,  $L$  e  $R$  determinados no capítulo 4, e com recurso ao *Matlab* obtém-se o diagrama de bode mostrado na figura A.2.

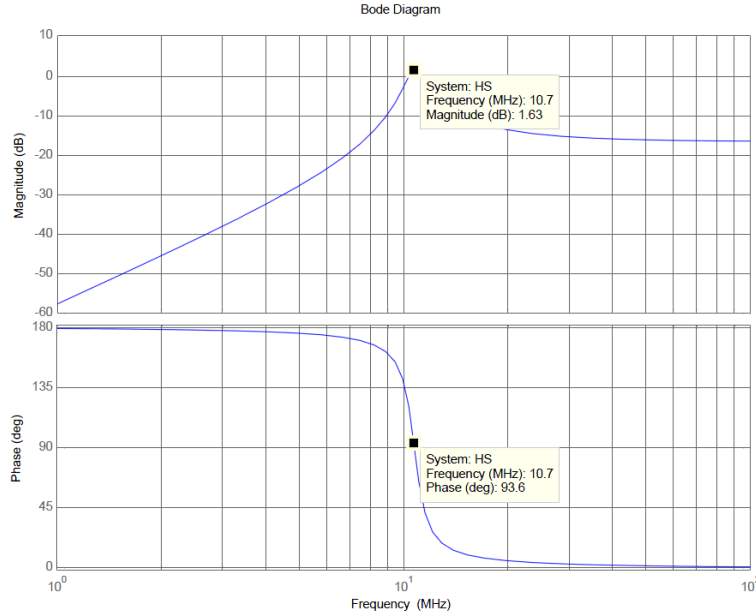


Figura A.2: Diagrama de bode

Verifica-se que  $\angle H(j\omega) = \frac{\pi}{2}$  para  $\omega = \omega_0$ , e que possui derivada negativa em  $\omega$ . Se se considerar a região próxima de  $\omega_0$ , pode aproximar-se  $\angle H(j\omega)$  por uma série de Taylor com os termos de ordem zero e um, assim sendo vem que:

$$\angle H(j\omega) = \frac{\pi}{2} - \frac{2Q}{2}(\omega - \omega_0) = \frac{\pi}{2} + 2Q - \frac{2Q}{\omega_0}\omega \quad (\text{A.6})$$

A variação de  $\omega$ , em torno de  $\omega_0$ , onde a aproximação anterior não provoca erros significativos, depende do  $Q$ . Quanto menor o  $Q$ , maior é a variação admissível para  $\omega$ .

Assumindo agora que, na faixa de frequências correspondente à largura de banda do sinal  $V_{in1}(t)$ ,  $|H(j\omega)| = |H(j\omega_0)|$ , pode ser feita a aproximação seguinte:

$$|H(j\omega)| = |H(j\omega_0)|e^{j(\frac{\pi}{2}+2Q)}e^{-j(\frac{2Q}{\omega_0}\omega)} \rightarrow V_{in2}(j\omega) = |H(j\omega_0)|e^{j(\frac{\pi}{2}+2Q)}e^{-j(\frac{2Q}{\omega_0}\omega)}V_{in1}(j\omega) \quad (\text{A.7})$$

Isto significa uma introdução de fase  $\frac{\pi}{2} + 2Q$  e um atraso no tempo de  $\frac{2Q}{\omega_0}$ .

Considerando  $V_{in1}(t) = A_C \cos(\omega_0 t + \phi(t))$ , onde  $\phi(t) = \Delta\omega \int_t f(\tau) d\tau$ , e sabendo que  $|H(j\omega_0)| = \frac{QC_S}{(C_P + C_S)}$ , temos que:

$$V_{in2}(t) = -\frac{A_C QC_S}{C_P + C_S} \sin\left(\omega_0 t + \phi\left(t - \frac{2Q}{\omega_0}\right)\right) \quad (\text{A.8})$$

Utilizando a simplificação  $\Delta t = \frac{2Q}{\omega_0}$ , e reescrevendo a equação anterior, resulta:

$$V_{in2}(t) = -\frac{A_C QC_S}{C_P + C_S} \sin(\omega_0 t + \phi(t - \Delta t)) \quad (\text{A.9})$$

A desmodulação propriamente dita resulta da multiplicação dos sinais à entrada do *mixer*,  $V_{in1}(t) \times V_{in2}(t)$ , onde se obtém, à sua saída:

$$V_{dem}(t) = -\frac{A_C^2 QC_S}{C_P + C_S} \sin(\omega_0 t + \phi(t - \Delta t)) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad (\text{A.10})$$

Utilizando a identidade trigonométrica da multiplicação  $\sin(a)\cos(a) = \frac{1}{2}\sin(a+b) + \frac{1}{2}\sin(a-b)$ , na simplificação da equação A.10, obtém-se:

$$V_{dem}(t) = \frac{A_C^2 QC_S}{2(C_P + C_S)} \sin(\phi(t) - \phi(t - \Delta t)) - \frac{A_C^2 QC_S}{2(C_P + C_S)} \sin(2\omega_0 t + \phi(t - \Delta t) + \phi(t)) \quad (\text{A.11})$$

Aplicando o filtro passa-baixo, de frequência de corte bastante inferior a  $2\omega_0$ , ao sinal  $V_{dem}(t)$ , e fazendo a aproximação  $\phi(t) - \phi(t - \Delta t) = \Delta t \phi'$ , temos:

$$V_{dem}(t) = \frac{A_C^2 QC_S}{2(C_P + C_S)} \sin\left(\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_0} f(t)\right) \quad (\text{A.12})$$

Finalmente, considerando que  $\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_0} \ll 1$ , o que normalmente se verifica, chega-se à expressão final:

$$V_{dem}(t) = \frac{A_C^2 Q^2 C_S \Delta \omega}{(C_P + C_S) \omega_0} \quad (\text{A.13})$$

## A.2 Série de Fourier de uma Onda Quadrada[26, 48]

Uma análise de fourier, também chamada de análise harmônica, diz respeito à representação de sinais como uma soma (combinação linear) de sinais básicos como senos e co-senos, ou exponenciais complexas.

Seja  $f(x) = f(x + 2\pi)$  uma função integrável sobre o intervalo  $[-\pi, \pi]$  e  $n \in \mathbb{N}$ , a série de fourier de  $f$  é dada pela seguinte série trigonométrica:

$$f(x) \sim \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 x) + b_n \sin(n\omega_0 x)] \quad (\text{A.14})$$

Onde  $a_0$ ,  $a_n$  e  $b_n$  são os coeficientes de fourier.

Na figura está uma onda quadrada de período  $T = 2\pi$ , e frequência fundamental  $\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = 1$ , sobre a qual irão ser calculados os coeficientes de fourier.

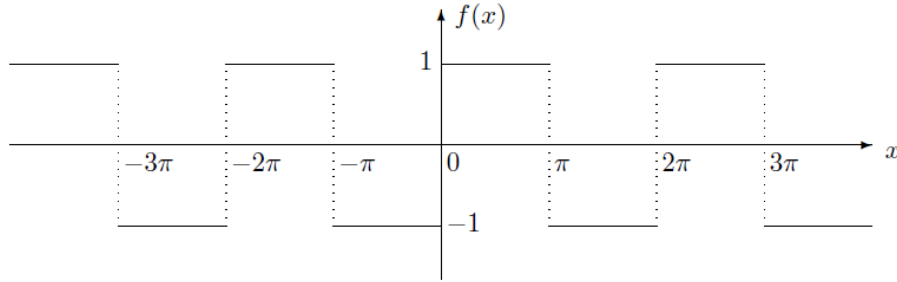


Figura A.3: Onda quadrada - Período  $2\pi$ [48]

A sua forma analítica pode ser dada por:

$$f(x) = \begin{cases} -1, & -\pi \leq x < 0 \\ 1, & 0 \leq x < \pi \end{cases}, f(x + 2\pi) = f(x)$$

Para determinar os coeficientes  $a_0$ ,  $a_n$  e  $b_n$  da série de fourier da onda quadrada anterior utilizam-se as expressões seguintes:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx \quad (\text{A.15})$$



$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos(nx) dx \quad (\text{A.16})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin(nx) dx \quad (\text{A.17})$$

Então:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \left[ - \int_{-\pi}^0 dx + \int_0^{\pi} dx \right] = -1 + 1 = 0 \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \left[ - \int_{-\pi}^0 \cos(nx) dx + \int_0^{\pi} \cos(nx) dx \right] \\ &= -\frac{1}{n\pi} [0 + \sin(n\pi)] + \frac{1}{n\pi} [\sin(n\pi) - 0] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{\pi} \left[ - \int_{-\pi}^0 \sin(nx) dx + \int_0^{\pi} \sin(nx) dx \right] \\ &= \frac{1}{n\pi} [\cos(0) - \cos(-n\pi)] - \frac{1}{n\pi} [\cos(n\pi) - \cos(0)] \\ &= \frac{2}{n\pi} [1 - \cos(n\pi)] \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

Substituindo os coeficientes determinados e a frequência fundamental na equação A.14, obtém-se:

$$\begin{aligned} f(x) &\sim \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(nx) \\ &\sim \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} [1 - \cos(n\pi)] \sin(nx) \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

Dado que o coseno de múltiplos pares de  $\pi$  é 1, ou seja:

$$b_n = \begin{cases} 0 & , \text{ se } n \text{ é par} \\ \frac{4}{n\pi} & , \text{ se } n \text{ é ímpar} \end{cases}$$

Então, dado que só existem termos para valores ímpares de  $n$ , a expansão da série A.21 fica:

$$f(x) \sim \frac{4}{\pi} \sin(x) + \frac{4}{3\pi} \sin(3x) + \frac{4}{5\pi} \sin(5x) + \frac{4}{7\pi} \sin(7x) + \dots \quad (\text{A.22})$$

Concluindo, uma onda quadrada pode ser aproximada pela soma de infinitas sinusóides, sendo que uma possui a frequência da onda quadrada, denominada de fundamental e as seguintes possuem frequências múltiplas ímpares da fundamental, denominadas de harmônicas, com amplitudes inferiores.

## Apêndice B

### Circuitos Simulados

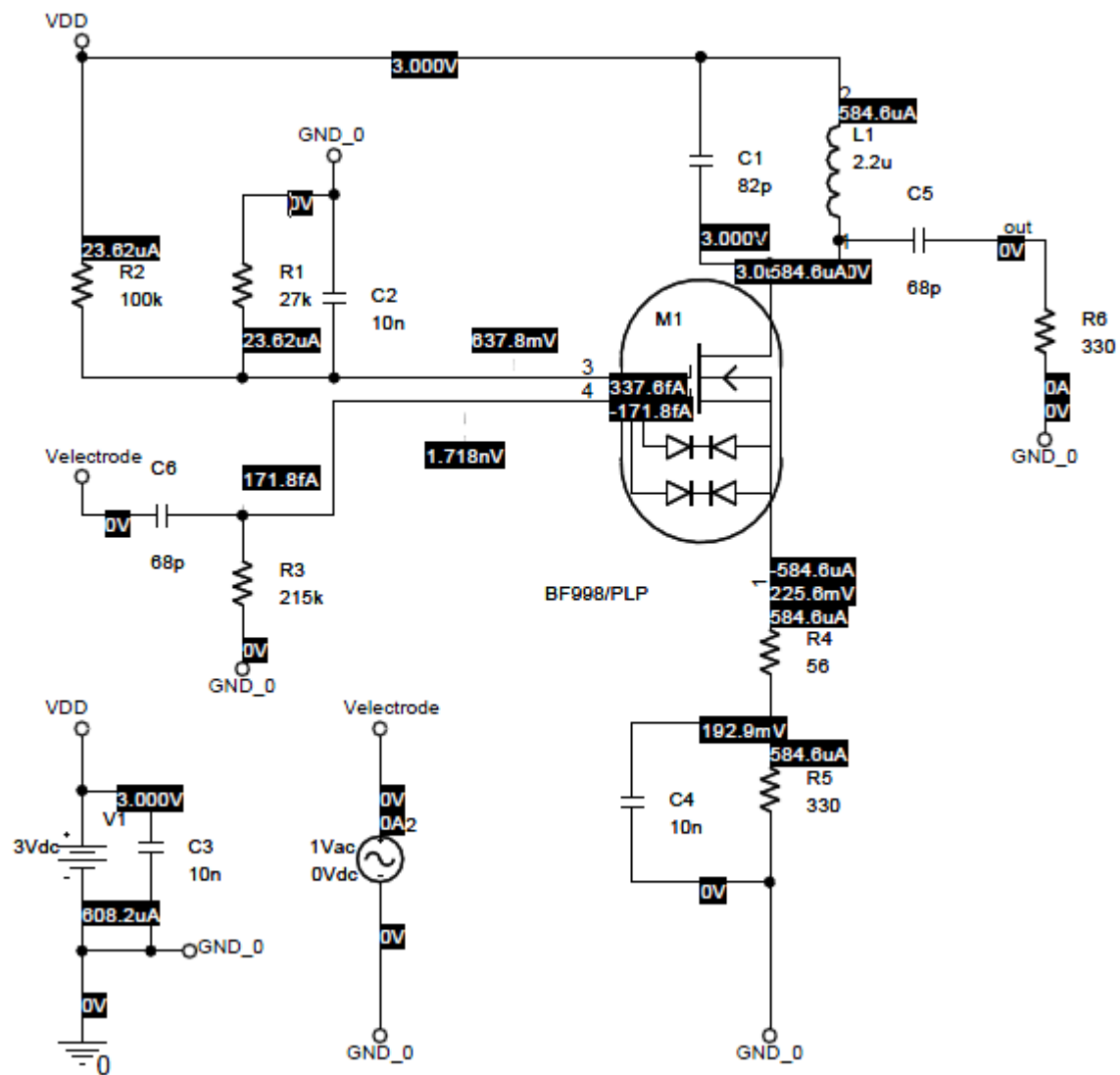


Figura B.1: Simulação do amplificador sintonizado do receptor

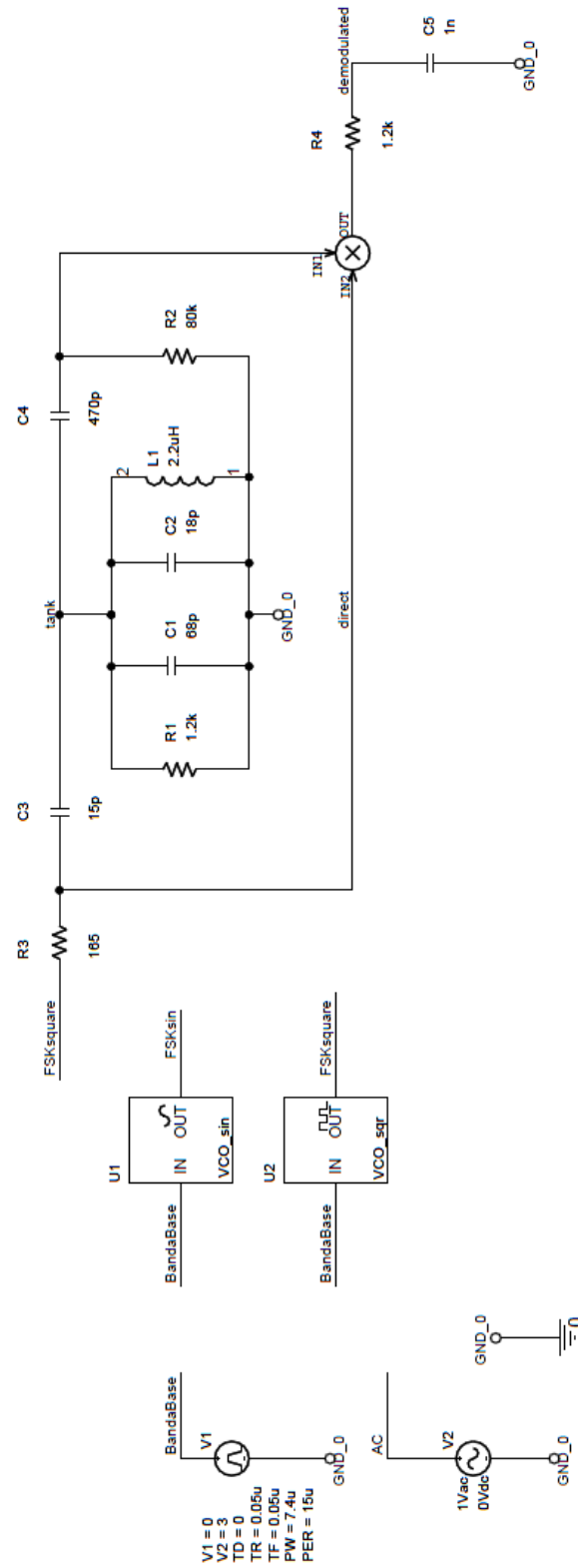


Figura B.2: Simulação do desmodulador de quadratura

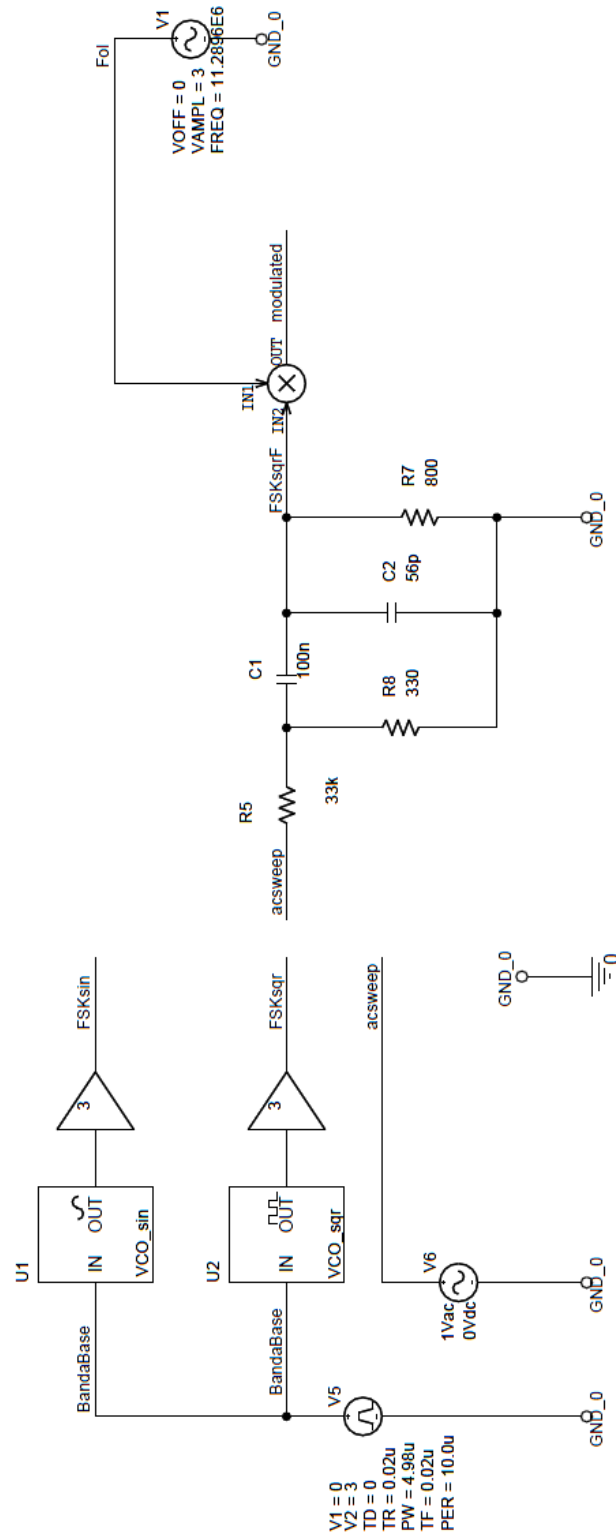


Figura B.3: Simulação do atenuador, filtro passa-banda e *Up-conversion mixer*

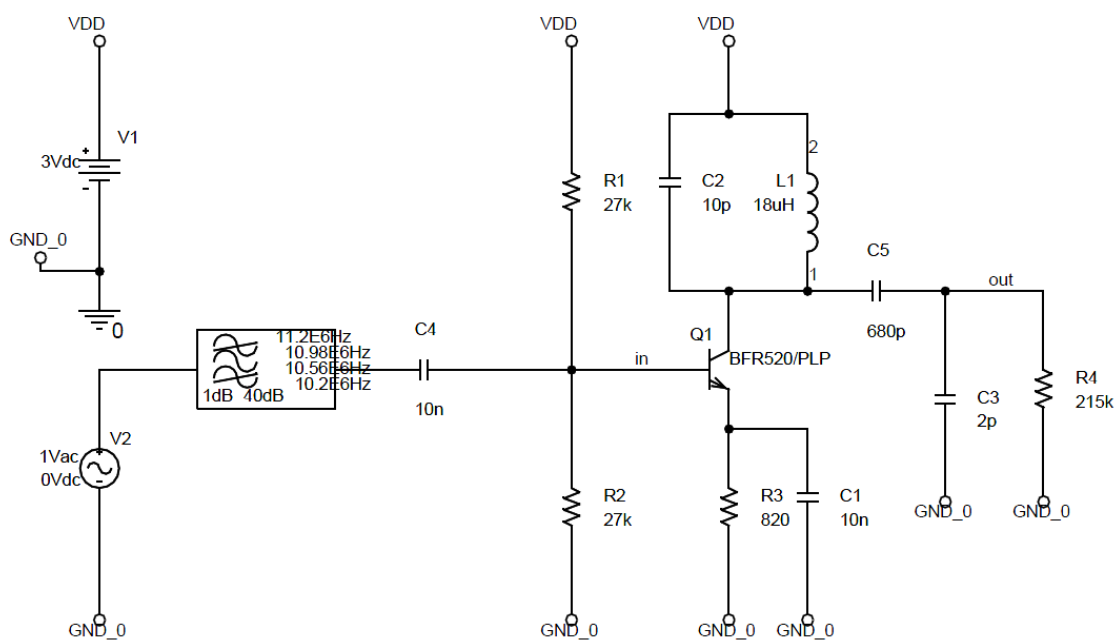
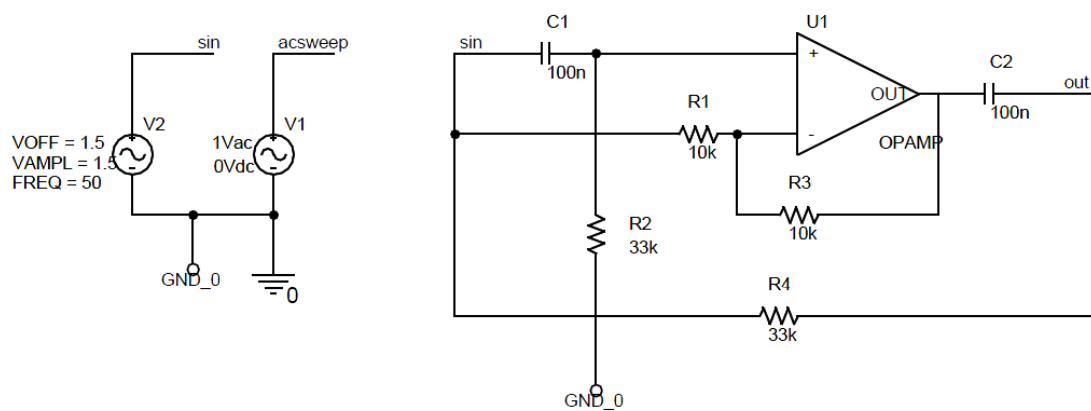


Figura B.4: Amplificador sintonizado do emissor


 Figura B.5: Filtro *Notch*



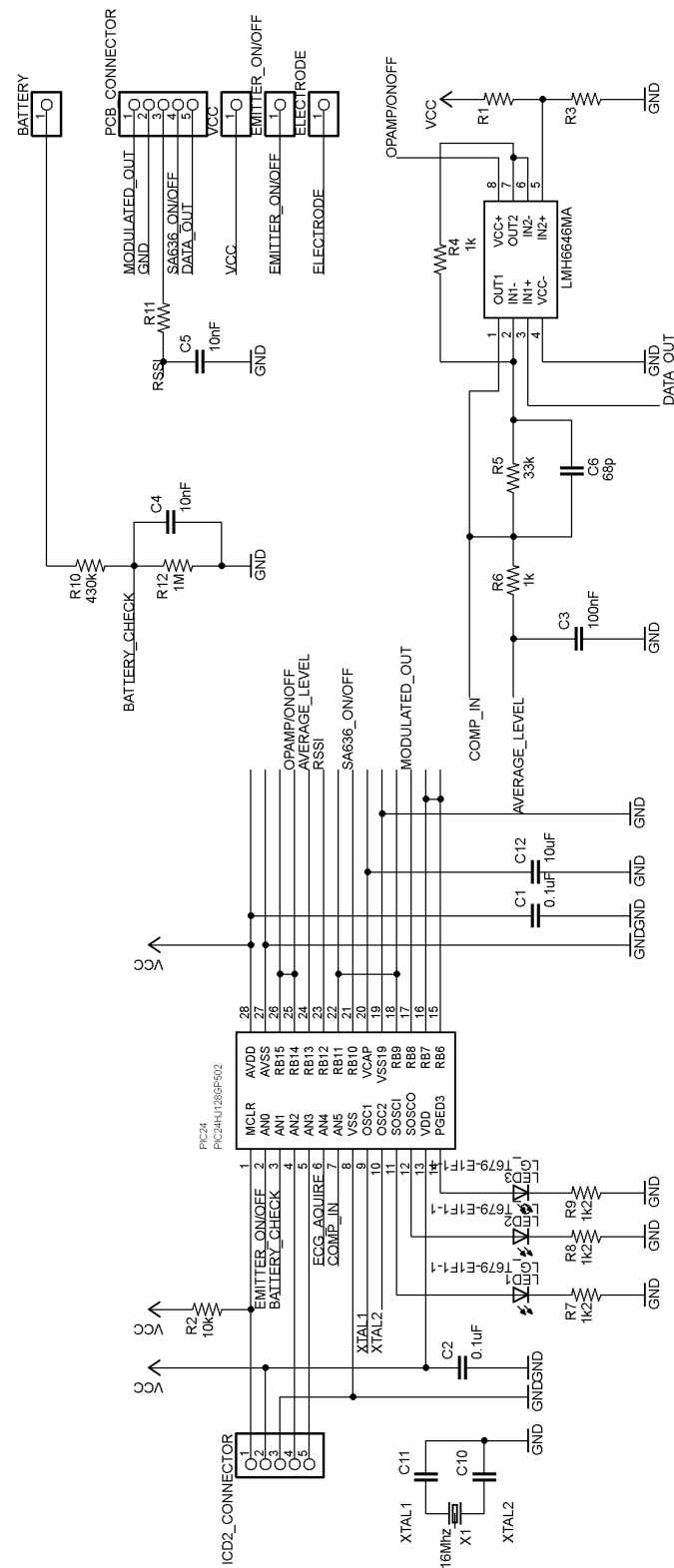


## Apêndice C

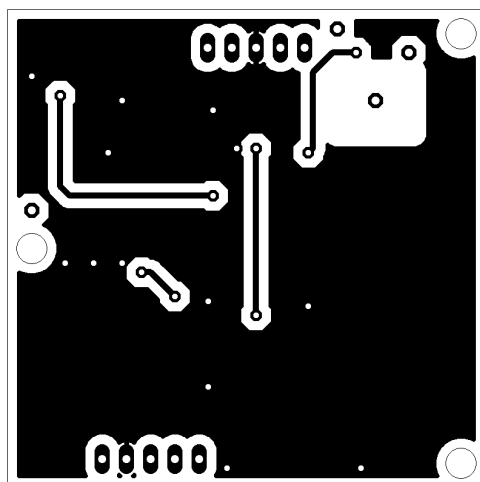
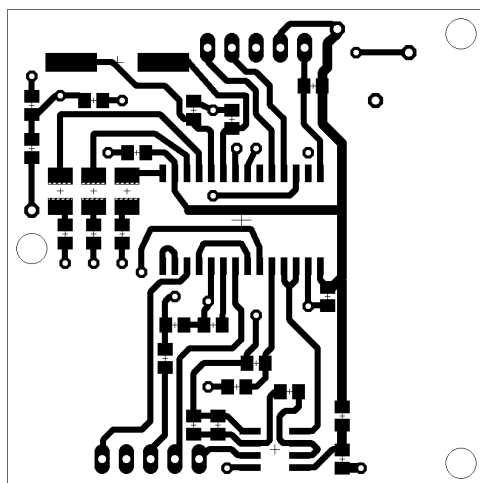
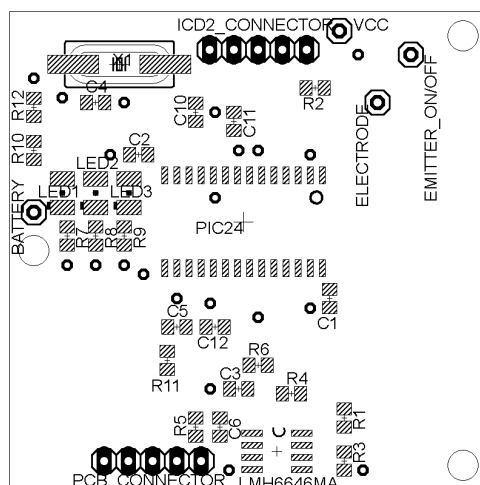
# Esquemas eléctricos

### C.1 PCB do *Transceiver*

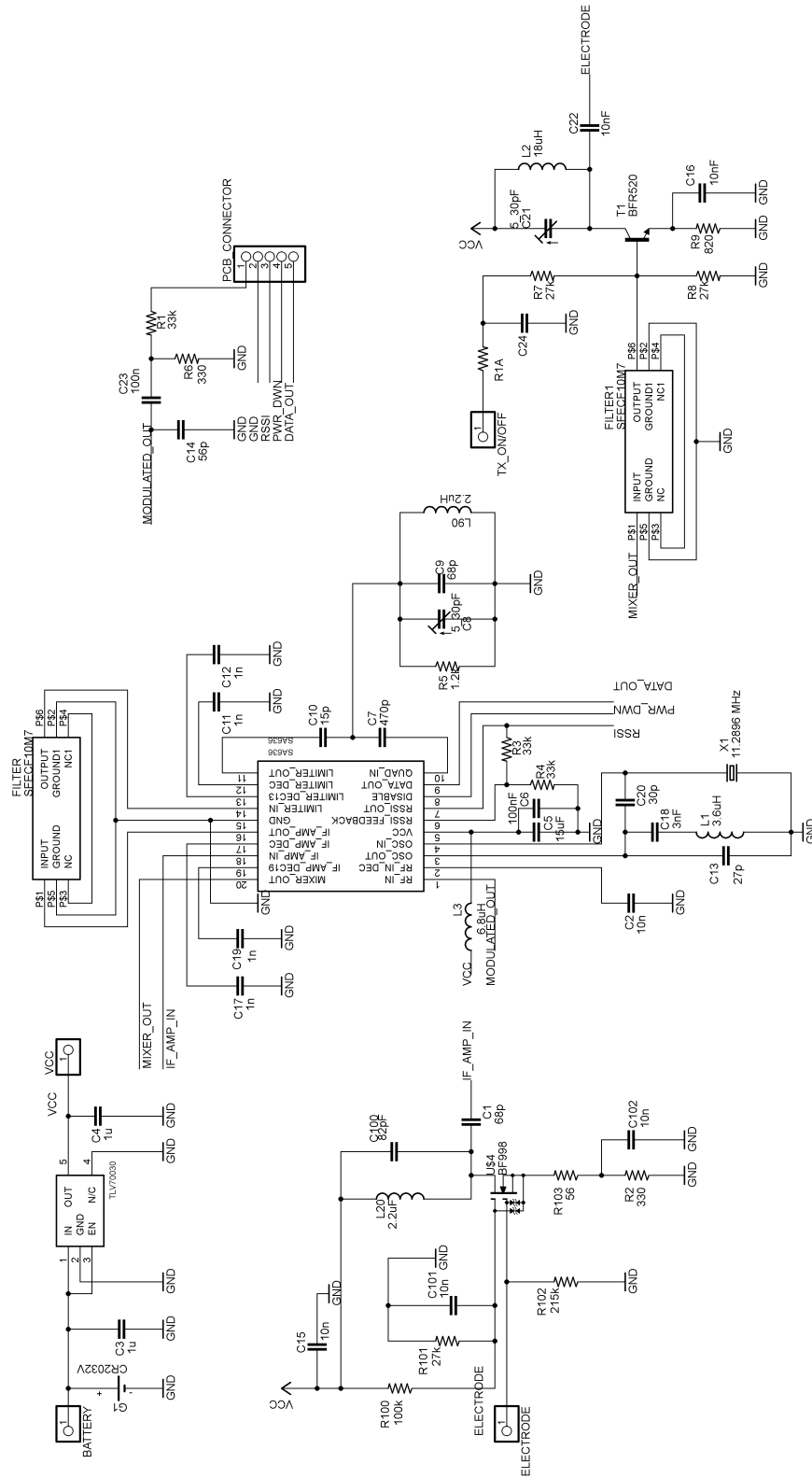
### C.1.1 Esquema Eléctrico da PCB do Microcontrolador (superior)



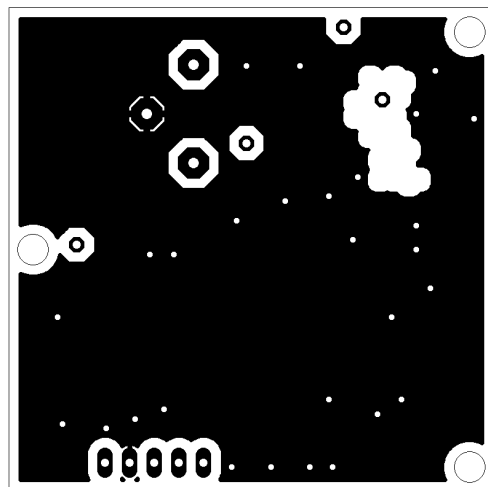
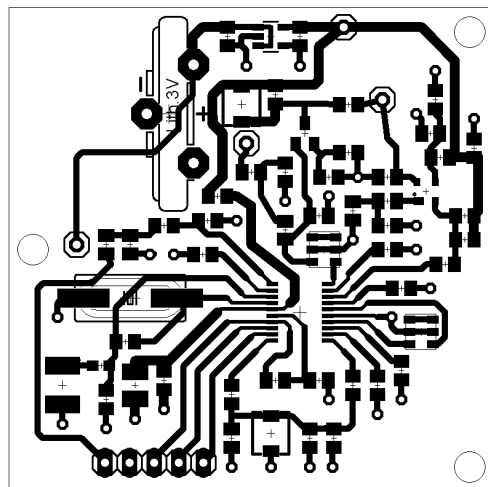
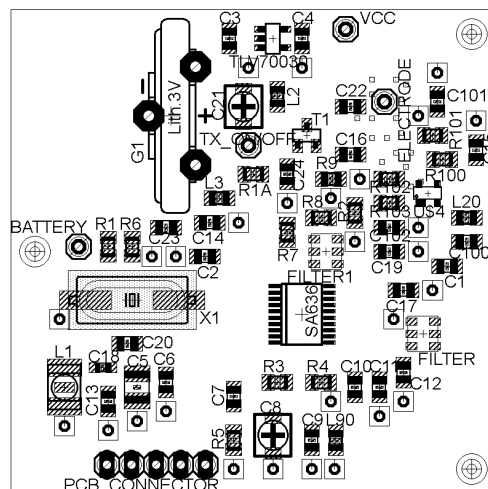
### C.1.2 Layout da PCB Superior



### C.1.3 Esquema Eléctrico da PCB do SA636 (inferior)



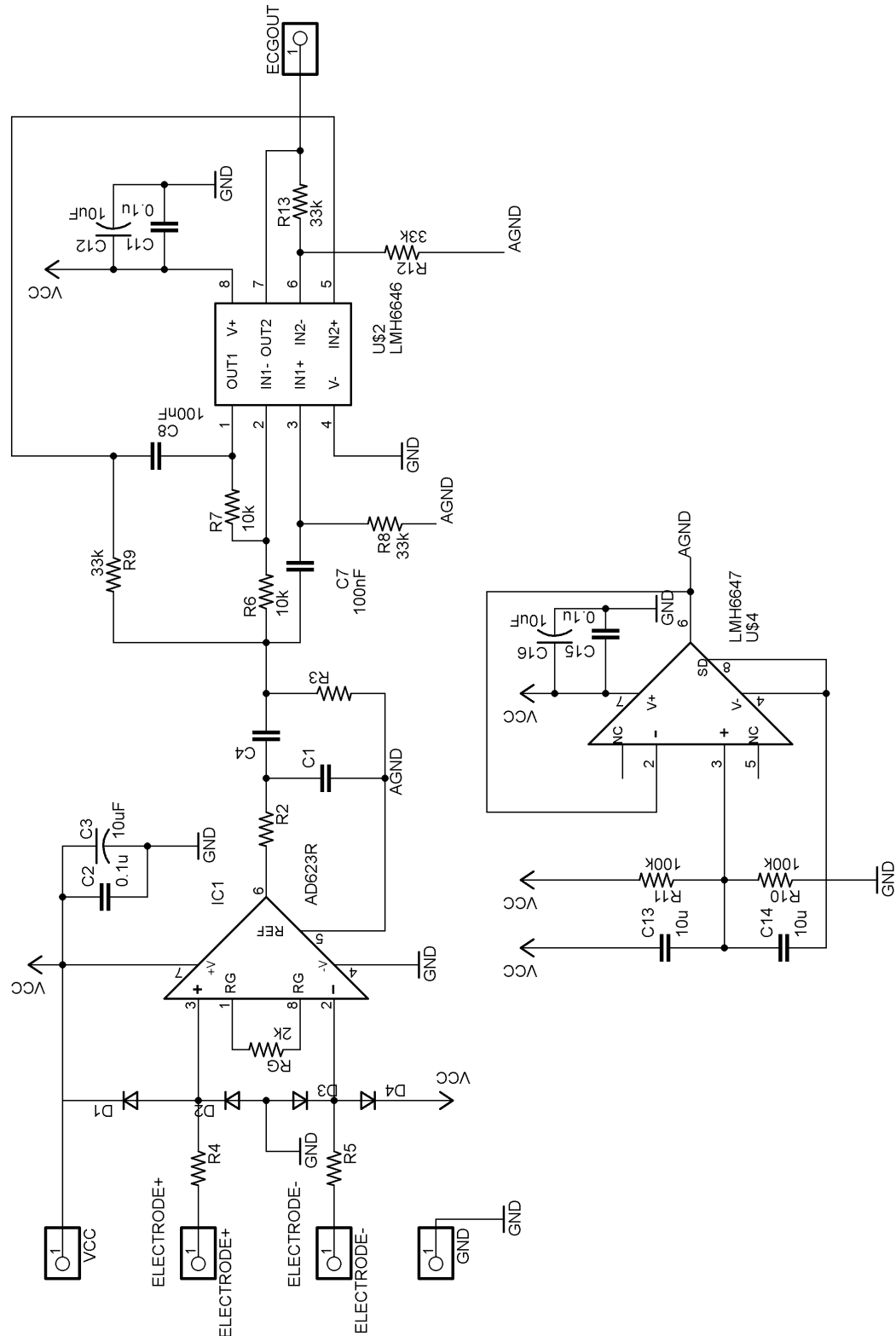
### C.1.4 Layout da PCB Inferior

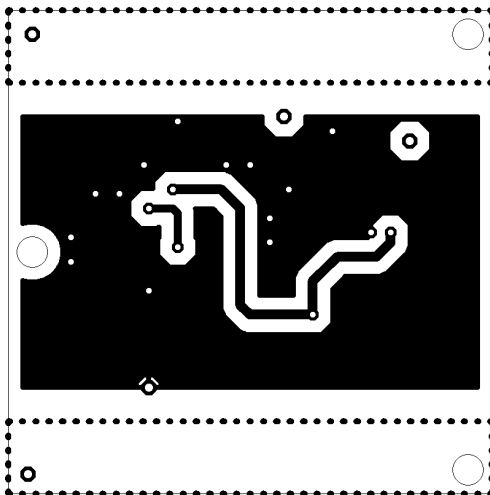


## APÊNDICE C. ESQUEMAS ELÉTRICOS

## C.2 PCB do Amplificador de ECG

### C.2.1 Esquema Eléctrico da PCB







# Bibliografia

- [1] *Ansoft HFSS, Electromagnetic Simulator*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.ansys.com>, Consultado a 30 de Março, 2012.
- [2] *IEEE 802.15 WPAN Task Group 6 (TG6) Body Area Networks*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://ieee802.org/15/pub/TG6.html>, Consultado a 1 de Junho, 2012.
- [3] *NFC Near Field Communication Tutorial*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.radio-electronics.com/info/wireless/nfc/near-field-communications-tutorial.php>, Consultado a 30 de Maio, 2012.
- [4] *WEARNET - Personal Area Network*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.poc.com/emerging\\_products/wearnet/default.asp](http://www.poc.com/emerging_products/wearnet/default.asp), Consultado a 17 de Abril, 2012.
- [5] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 15.6: Wireless Body Area Networks. *IEEE Std 802.15.6-2012* (29 2012), 1 –271.
- [6] *NFC Forum*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.nfc-forum.org>, Consultado a 30 de Maio, 2012.
- [7] ASSUNÇÃO, J. E. R. Comunicação através do corpo humano: Simulação de um transceiver. Tese de Mestrado, Universidade de Aveiro, 2010.
- [8] BALDUS, H., CORROY, S., FAZZI, A., KLABUNDE, K., AND SCHENK, T. Human-centric connectivity enabled by body-coupled communications. *Communications Magazine, IEEE* 47, 6 (june 2009), 172 –178.
- [9] BARÚQUI, F. A. P. *Electrônica IV*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.pads.ufrj.br/~fbaruqui/Apostila\\_EletIV.pdf](http://www.pads.ufrj.br/~fbaruqui/Apostila_EletIV.pdf), Consultado a 20 de Junho, 2012.
- [10] BARREIRA, H. A. L. Comunicação através do corpo humano: Desenvolvimento de um transceiver. Tese de Mestrado, Universidade de Aveiro, 2009.
- [11] BHATTI, Z. W. A radio-frequency and body-coupled communication dual technology wireless sensor system architecture. Tese de Mestrado, Royal Institute of Technology, Agosto 2009.

## BIBLIOGRAFIA

- [12] BOSCH, R. *CAN Specification Version 2.0*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.semiconductors.bosch.de/media/pdf/canliteratur/can2spec.pdf>, Consultado a 5 de Abril, 2012.
- [13] BRONZINO, J. D. *Biomedical Engineering Fundamentals (The Biomedical Engineering Handbook, Third Edition)*, 3 ed. CRC Press, 2006.
- [14] CAI, J. *An amplifier With HF Selectivity*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.eit.lth.se/fileadmin/eit/courses/eti041/VT2009/02a.pdf>, Consultado a 28 de Junho, 2012.
- [15] CAPPS, C. *Near field or far field?*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://edn.com/design/communications-networking/4340588/Near-field-or-far-field->, Consultado a 3 de Junho, 2012.
- [16] CENTRE, H. *Body Area Networks*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.holstcentre.com/Home/PartneringinResearch/SharedPrograms/TechnologyIntegration/BodyAreaNetworks.aspx>, Consultado a 17 de Abril, 2012.
- [17] COFFING, D., AND MAIN, E. *A Quadrature Demodulator Tutorial*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.eetimes.com/design/communications-design/4017950/A-Quadrature-Demodulator-Tutorial>, Consultado a 2012.07.03.
- [18] DEVICES, A. *Datasheet - Single-Supply, Rail-to-Rail, Low Cost Instrumentation Amplifier - AD623*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.me.psu.edu/sommer/me445/AD623.pdf>, Consultado a 9 de Junho, 2012.
- [19] DIXON, R. C. *Radio Receiver Design*. Marcel Dekker, Inc., New York, Basel, Hong Kong, 1998.
- [20] DOBERSTEIN, D. *Using the SA605/615 IF Processor IC*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.dkdinst.com/articles.html>, Consultado a 28 de Junho, 2012.
- [21] DONKER, J. H. *The body as a communication medium*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://referaat.cs.utwente.nl/TSConIT/download.php?id=513>, Consultado a 3 de Junho, 2012.
- [22] ELECTRONICS, R. *Operational amplifier / op amp notch filter circuit*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.radio-electronics.com/info/circuits/opamp\\_notch\\_filter/opamp\\_notch\\_filter.php](http://www.radio-electronics.com/info/circuits/opamp_notch_filter/opamp_notch_filter.php), Consultado a 9 de Junho, 2012.
- [23] GALEEV, M. *Home networking with Zigbee*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.eetimes.com/design/embedded/4006430/Home-networking-with-Zigbee>, Consultado a 10 de Abril, 2012.

- [24] GOLDMAN, J. E. *Applied Data Communications: A Business-Oriented Approach*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1997.
- [25] HACHISUKA, K., NAKATA, A., TAKEDA, T., TERAUCHI, Y., SHIBA, K., SASAKI, K., HOSAKA, H., AND ITAO, K. Development and performance analysis of an intra-body communication device. In *TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on, 2003* (june 2003), vol. 2, pp. 1722 – 1725 vol.2.
- [26] HARRISON, N. *Fourier Series & Fourier Transforms*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.ch.ic.ac.uk/harrison/Teaching/ft.pdf>, Consultado a 20 de Junho, 2012.
- [27] INSTRUMENTS, N. *Controller Area Network (CAN) Overview*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/2732>, Consultado a 5 de Abril, 2012.
- [28] INSTRUMENTS, T. *Datasheet - LMH6645/46/47 2.7V, 650A, 55MHz, Rail-to-Rail Input and Outut Amplifiers with Shutdown Option*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=lmh6646&fileType=pdf>, Consultado a 20 de Maio, 2012.
- [29] INSTRUMENTS, T. *Datasheet - TLV700xx*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv70012.pdf>, Consultado a 9 de Abril, 2012.
- [30] KADEL, A. K. *Electronic-Circuit II Chap 4. Communication Systems*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.ajay.keckist.edu.np/ec2/fm\\_detectors.pdf](http://www.ajay.keckist.edu.np/ec2/fm_detectors.pdf), Consultado a 3 de Julho, 2012.
- [31] KADO, Y., AND SHINAGAWA, M. Redtacton near-body electric-field communications technology and its applications.
- [32] KARULF, E. *Body Area Networks (BAN)*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.cse.wustl.edu/~jain/cse574-08/ftp/ban/index.html>, Consultado a 27 de Junho, 2012.
- [33] MARKI, F. M. . C. *Mixer Basics Primer A Tutorial for RF & Microwave Mixers*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.markimicrowave.com/menus/appnotes/mixer\\_basics\\_primer.pdf](http://www.markimicrowave.com/menus/appnotes/mixer_basics_primer.pdf), Consultado a 24 de Março, 2012.
- [34] MATIAS, R., CUNHA, B., AND ESCADAS, R. Modeling capacitive coupling systems for body coupled communications. Submitted to 7th International Conference on Body Area Networks, Maio 2012.

## BIBLIOGRAFIA

- [35] MAXIM. *Tutorial - Determining Clock Accuracy Requirements for UART Communications*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/2141>, Consultado a 7 de Junho, 2012.
- [36] MAZLOUM, N. S. Body-coupled communications experimental characterization, channel modeling and physical layer design. Tese de Mestrado, Chalmers University of Technology, 2008.
- [37] MICROCHIP. *Section 21. Enhanced Controller Area Network*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70353C.pdf>, Consultado a 5 de Abril, 2012.
- [38] MICROCHIP. *Section 36. Programmable Cyclic Redundancy Check (CRC)*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70298A.pdf>, Consultado a 11 de Abril, 2012.
- [39] MICROCHIP. *Datasheet PIC24HJ128502 : High-Performance, 16-bit Microcontrollers*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70293F.pdf>, Consultado a 3 de Abril, 2012.
- [40] MOREIRA, A. *Técnicas de modulação*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www3.dsi.uminho.pt/adriano/Teaching/Comum/TecModul.html>, Consultado a 20 de Maio, 2012.
- [41] MURATA. *Datasheet - Ceramic Filters (CERAFILr)/ Ceramic Discriminators for Communications Equipment*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.murata.com/products/catalog/pdf/p05e.pdf>, Consultado a 27 de Junho, 2012.
- [42] NXP. *Datasheet - BF998 Silicon N-channel dual-gate MOS-FETs*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BF998.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BF998.pdf), Consultado a 21 de Março, 2012.
- [43] NXP. *Datasheet - BFR520 NPN 9 GHz wideband transistor*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BFR520.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BFR520.pdf), Consultado a 4 de Abril, 2012.
- [44] NXP. *Datasheet - SA636 Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/SA636.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/SA636.pdf), Consultado a 23 de Março, 2012.
- [45] RAVIPRAKASH, K. *ECG simulation using MATLAB*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/10858>, Consultado a 21 de Junho 2012.

- [46] RAZAVI, B. *RF microelectronics*. Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, USA, 1998.
- [47] RUIZ, J., AND SHIMAMOTO, S. Novel communication services based on human body and environment interaction: applications inside trains and applications for handicapped people. In *Wireless Communications and Networking Conference, 2006. WCNC 2006. IEEE* (april 2006), vol. 4, pp. 2240 –2245.
- [48] SANTOS, F. J. *Introdução às Séries de Fourier*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.matematica.pucminas.br/profs/web\\_fabiano/calculo4/sf.pdf](http://www.matematica.pucminas.br/profs/web_fabiano/calculo4/sf.pdf), Consultado a 2012.07.03.
- [49] SENAI. *Fundamentos de radio frequência: Curso de redes sem fio*, Em linha, Disponível na Internet em: <http://www.slideshare.net/carlosvmelo/fundamentos-de-radio-freqncia>, Consultado a 28 de Março, 2012.
- [50] SONG, S.-J., LEE, S. J., CHO, N., AND YOO, H.-J. Low power wearable audio player using human body communications. In *Wearable Computers, 2006 10th IEEE International Symposium on* (oct. 2006), pp. 125 –126.
- [51] WEGMUELLER, M., OBERLE, M., FELBER, N., KUSTER, N., AND FICHTNER, W. Signal transmission by galvanic coupling through the human body. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* 59, 4 (april 2010), 963 –969.
- [52] WILLIAMS, R. N. *A Painless Guide to CRC Error Detection Algorithms*, Em linha, Disponível na Internet em: [http://www.ross.net/crc/download/crc\\_v3.txt](http://www.ross.net/crc/download/crc_v3.txt), Consultado a 10 de Abril, 2012.
- [53] YUCE, M., AND KHAN, J. *Wireless Body Area Networks: Technology, Implementation, and Applications*. Pan Stanford Publishing, 2011.
- [54] ZIMMERMAN, T. G. Personal area networks (pan): Near-field intrabody communication. Tese de Mestrado, Massachusetts Institute of Technology, Riverton, NJ, USA, Sept. 1995.
- [55] ZIMMERMAN, T. G. Personal area networks: Near-field intrabody communication. *IBM Systems Journal* 35, 3.4 (1996), 609 –617.